



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

ULB

Dreiphasen-Wechselrichter mit schlankem Spannungszwischenkreis zum Einsatz in unsymmetrisch belasteten Niederspannungsnetzen

Holbein, Markus

(2020)

DOI (TUprints): <https://doi.org/10.25534/tuprints-00014265>

License:



CC-BY-SA 4.0 International - Creative Commons, Attribution Share-alike

Publication type: Ph.D. Thesis

Division: 18 Department of Electrical Engineering and Information Technology

Original source: <https://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/14265>

Dreiphasen-Wechselrichter mit schlankem Spannungszwischenkreis zum Einsatz in unsymmetrisch belasteten Niederspannungsnetzen

Vom Fachbereich 18

- Elektrotechnik und Informationstechnik -
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

von

M.Sc. Markus Holbein

geboren am 23. April 1987 in Leinefelde

Referent: Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Ulrich Konigorski

Tag der Einreichung: 16. Juni 2020

Tag der mündlichen Prüfung: 08. Oktober 2020

D17

Darmstadt 2020



Holbein, Markus:
Dreiphasen-Wechselrichter mit schlankem Spannungszwischenkreis
zum Einsatz in unsymmetrisch belasteten Niederspannungsnetzen

Darmstadt, Technische Universität Darmstadt
Jahr der Veröffentlichung der Dissertation auf TUpriints: 2020
URN: [urn:nbn:de:tuda-tuprints-142656](https://nbn-resolving.org/urn:nbn:de:tuda-tuprints-142656)
Tag der mündlichen Prüfung: 08.10.2020
Veröffentlicht unter CC-BY-SA 4.0 International
<https://creativecommons.org/licenses>

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung an der Technischen Universität Darmstadt.

Für die Betreuung meiner Dissertation möchte ich mich bei meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog herzlich bedanken. Seine konstruktiven Hinweise und hilfreichen Denkanstöße waren bis zum Schluss eine wertvolle Unterstützung.

Ebenso gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Ulrich Konigorski für das der Arbeit entgegengebrachte Interesse und die Übernahme des Korreferats.

Meinen früheren Kollegen des Instituts für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung danke ich für die äußerst angenehme und motivierende Arbeitsatmosphäre. Der gegenseitige Wissensaustausch in zahlreichen fruchtbaren Diskussionen war von unschätzbarem Wert für diese Arbeit.

Bedanken möchte ich mich ebenfalls bei den administrativ technischen Mitarbeitern des Instituts für ihre über das übliche Maß hinausgehende Hilfsbereitschaft in organisatorischen und praktischen Themen rund um den Instituts- und Laborbetrieb.

Besonderer Dank gilt allen Studierenden, die einen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben.

In besonderem Maße bedanke ich mich bei meiner Familie für ihre kontinuierliche und stets verlässliche Unterstützung. Von ganzem Herzen danke ich meiner Freundin Dominique, die jederzeit motivierend und hilfreich an meiner Seite stand und damit wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat. Unserem Sohn Joris danke ich für sein strahlendes Lächeln, das in der Endphase alle Anstrengungen für einen Moment vergessen ließ.



Kurzfassung

Beim Anschluss von Ein- oder Zweiphasenlasten an das Dreiphasen-Wechselspannungsnetz kann es zu Spannungsunsymmetrien kommen, die den einwandfreien Betrieb bestimmter Geräte beeinflussen und die Übertragungsverluste vergrößern. Die Schiefastproblematik ist insbesondere in Niederspannungsnetzen mit geringer Kurzschlussleistung von Bedeutung, welche oftmals mit kleinen Vermischungsgraden oder langen Netzausläufern in Verbindung steht. Aktuell führt das FNN eine entsprechende „Unsymmetrie-Studie“ durch [1], was vor dem Hintergrund einer sich ändernden Erzeuger- und Verbraucherstruktur auf die zunehmende Relevanz des Themenfeldes hindeutet.

Wird das nach DIN EN 50160 auf 2 % festgelegte Verhältnis zwischen der Spannungs-Gegen- und Mitsystemkomponente überschritten, stehen einerseits klassische Maßnahmen in Form von Netzausbau und passiven Symmetrierschaltungen zur Verfügung. Andererseits sind auch aktive, leistungselektronische Lösungen denkbar, die im Rahmen der vorliegenden Arbeit theoretisch untersucht und auf Basis eines eigens entwickelten Dreiphasen-Vierleiter-Wechselrichters praktisch erprobt werden.

Eine vollständige, d.h. stationär genaue Auslöschung der netzfrequenten Spannungs-Gegen- und ggf. der Nullsystemkomponente erfolgt am Netzanschlusspunkt des Wechselrichters ohne direkte Kenntnis der Lastströme basierend auf einer einfachen Spannungsmessung. Nach entsprechender Signalaufbereitung und unter Verwendung der vom Wechselrichter ermittelten Netzadmittanz, lassen sich die notwendigen, vom Wechselrichter aufzubringenden Kompensationsströme generieren.

Durch Verkopplung der symmetrischen Strom- und Spannungsgrößen treten Pendelleistungen mit doppelter Netzgrundfrequenz auf, die auf den Spannungszwischenkreis des Wechselrichters einwirken. Statt hier zur Einhaltung eines kleinen Spannungsripples auf die Wirkung passiver Zwischenkreisvarianten zu setzen, kommt ein dediziertes aktives Filter zum Einsatz. Es ermöglicht unter Ausnutzung eines vergrößerten, vom Zwischenkreisniveau entkoppelten Spannungshubs den energetischen Nutzungsgrad der Speicherkapazität zu verbessern und so Elektrolyt- durch Folienkondensatoren zu substituieren. Mit der Maßnahme lässt sich neben der zu erwartenden höheren Zuverlässigkeit das zugehörige Bauvolumen auf 53 % reduzieren. Eine optimierte Regelstrategie mit hoher Dynamik begrenzt transiente Abweichungen der Zwischenkreisspannung bei Aufschaltung der DC-Bemessungslast auf max. 7 % bzgl. des Nominalwertes. Somit ist unter Berücksichtigung der Stromgrenzen weiterhin ein Betrieb als aktiver Gleichrichter zur Speisung von Niederspannungs-Gleichstromnetzen oder –lasten möglich.



Inhaltsverzeichnis

Danksagung	I
Kurzfassung	III
Inhaltsverzeichnis.....	V
Abbildungsverzeichnis.....	IX
Tabellenverzeichnis	XV
Symbol- und Abkürzungsverzeichnis	XVII
1 Einleitung.....	1
1.1 Motivation	1
1.2 Ziele und Aufbau der Arbeit.....	5
2 Unsymmetrische Belastung im Niederspannungsnetz.....	7
2.1 Ursachen unsymmetrischer Netzbedingungen	7
2.2 Beschreibung von Unsymmetrien mithilfe der symmetrischen Komponenten.....	8
2.3 Unsymmetriefaktoren	11
2.3.1 IEC-Definition	12
2.3.2 NEMA-Definition und IEEE-Definition	14
2.3.3 CIGRÉ-Definition	15
2.4 Berechnung der Spannungsunsymmetrie für ein Beispielnetz.....	15
2.5 Auswirkungen von Unsymmetrien im Niederspannungsnetz	19
2.6 Maßnahmen zur Behandlung von Unsymmetrien.....	20
2.6.1 Passive Verfahren.....	20
2.6.2 Aktive Verfahren	24
3 Unsymmetriekompensation auf Basis einer Netzspannungsmessung	27
3.1 Grundprinzip	28
3.2 Vierleiterwechselrichter mit idealisierter DC-Quelle	29
3.2.1 Dimensionierung des LCL-Filternetzwerks.....	29
3.2.2 Netzstromregelung.....	35
3.3 Übergeordnete Steuer- und Regelstruktur	39

3.3.1	Zerlegung der Netzspannung in symmetrische Komponenten	39
3.3.2	Wirk- und Blindleistungssteuerung im Mitsystem	42
3.3.3	Kompensationsregelung im Gegen- und Nullsystem.....	43
3.4	Messtechnische Bestimmung der Netzadmittanz	46
3.4.1	Theoretischer Hintergrund	47
3.4.2	Netzvermessung mit der Zweipunkt-Methode.....	48
3.5	Grenzen des Kompensationsverfahrens	51
3.5.1	Begrenzung der Kompensationsströme	51
3.5.2	Robustheit gegenüber einer Admittanz-Fehlschätzung.....	52
3.6	Stationäre Betriebsgrenzen des Wechselrichters	55
3.6.1	Betriebsgrenzen bei reiner Mitsystembelastung	56
3.6.2	Betriebsgrenzen mit zusätzlichem Gegensystem	59
3.6.3	Betriebsgrenzen mit zusätzlichem Gegen- und Nullsystem.....	66
4	Dreiphasen-Vierleiter-Wechselrichter mit schlankem Zwischenkreis.....	69
4.1	Möglichkeiten zur Bereitstellung eines Neutraleiteranschlusses.....	69
4.2	Aufgaben und Ausführungsarten von Gleichspannungs-Zwischenkreisen.....	72
4.2.1	Passiver C-Zwischenkreis.....	76
4.2.2	Passiver LC-Zwischenkreis	79
4.2.3	Aktive Filter	83
4.3	Grundsaltung des realisierten Wechselrichters.....	85
4.4	Aktive Symmetrierung des Zwischenkreises	85
4.4.1	Anforderungen an die Regelung	86
4.4.2	Innere Stromregelschleife und Festlegung der Zwischenkreiskapazität	87
4.4.3	Äußere Spannungsregelschleife und Festlegung der Symmetrierinduktivität ...	88
4.4.4	Beurteilung des Systemverhaltens	90
4.5	Parallel-Aktivfilter zur Pendelleistungskompensation im Zwischenkreis.....	93
4.5.1	Hardwaredesign.....	93
4.5.2	Auslegung der Kondensator-Stromregelung.....	102
5	Modellbildung der Zwischenkreisspannungsregelung.....	107
5.1	Verwendete Regelungsstruktur	107

5.2	Zeitvariantes, nichtlineares Großsignalmodell.....	109
5.3	Grundlagen des verallgemeinerten Mittelwertansatzes im Zustandsraum.....	113
5.4	Zeitinvariantes, nichtlineares Großsignalmodell.....	114
5.5	Übergang zum linearen Kleinsignalmodell	115
5.6	Plausibilitätsprüfung des Kleinsignalmodells	116
5.6.1	Lastsprung auf der DC-Seite	117
5.6.2	Spannungseinbruch auf der AC-Seite	118
5.7	Auslegung des Zwischenkreis-Spannungsreglers	119
6	Experimentelle Validierung und Untersuchungen	121
6.1	Aufbau des Versuchsstandes.....	121
6.2	Stationäre Untersuchungen zur Unsymmetriekompensation.....	124
6.2.1	Überprüfung der kritischen Messkette	124
6.2.2	Anlagenkonfiguration.....	125
6.2.3	Ergebnisse und Theorievergleich	126
6.3	Transientes Verhalten	134
6.3.1	Hochlaufprozedur des Wechselrichters.....	134
6.3.2	Verhalten bei einem DC-Lastsprung.....	135
6.3.3	Einschränkungen wegen Überstromabschaltung	136
6.3.4	Bereichserweiterung durch Simulation.....	136
6.3.5	Abgeleitete Kenngrößen	140
7	Zusammenfassung und Ausblick	145
	Literaturverzeichnis.....	147
	Anhang	155
	Lebenslauf.....	163
	Erklärungen laut Promotionsordnung.....	165



Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Beispiel einer Microgrid-Netzarchitektur mit erneuerbaren Energiequellen.....	3
Abbildung 2: Gegenüberstellung des DC-Bus-Konzeptes (a) und AC-Bus-Konzeptes (b) zur Einbindung dezentraler Erzeuger und Speicher.....	4
Abbildung 3: Typischer Lastgang der drei Außenleiter eines Mehrfamilienhauses.....	8
Abbildung 4: Zeigerdarstellung der symmetrischen Komponentensysteme.....	9
Abbildung 5: Zerlegung eines unsymmetrischen Drehstromsystems in symmetrische Komponenten in Form eines Mit-, Gegen- und Nullsystems.....	11
Abbildung 6: Darstellung der Spannungsunsymmetrie in der x-y-Ebene	13
Abbildung 7: Anlagenkonfiguration mit einphasiger Last und Einspeisung zur Bestimmung der Unsymmetriefaktoren	15
Abbildung 8: Anlagenkonfiguration aus Abbildung 7 in symmetrischen Komponenten	16
Abbildung 9: Gegensystem Unsymmetriegrad bei einphasiger Einspeisung und Last auf unterschiedlichen Außenleitern mit jeweils 4,6 kVA.....	18
Abbildung 10: Wie Abbildung 9 mit Darstellung des Nullsystem-Unsymmetriegrades.....	18
Abbildung 11: Schaltung (a) und Durchflutungen (b) eines Dyn5-Transformators bei unsymmetrischer Belastung	21
Abbildung 12: Schaltung (a) und Durchflutungen (b) eines Yzn5-Transformators bei unsymmetrischer Belastung	21
Abbildung 13: Sternpunktbildner in Zickzack-Schaltung mit Stromflüssen bzw. -aufteilung bei unsymmetrischer Belastung.....	22
Abbildung 14: Symmetrierschaltung nach Steinmetz für eine Einphasenlast.....	23
Abbildung 15: Einliniendiagramm einer Spannungsquelle mit Innen-Impedanz und eingefügter Serienspannungsquelle.....	24
Abbildung 16: Einliniendiagramm einer Spannungsquelle mit Innen-Impedanz und einer am Lastanschlusspunkt angreifenden Shuntstromquelle.....	25
Abbildung 17: Niederspannungsnetz in Strahlennetzstruktur bei offener bzw. mit Ringnetzstruktur bei geschlossener Trennstelle.....	27
Abbildung 18: Topologie des verwendeten Vierleiter-Wechselrichters mit LCL-Netzfilter	29
Abbildung 19: Einphasige Darstellung des idealisierten (verlustfreien) LCL-Filters	30
Abbildung 20: Differentielle (Kleinsignal-) Induktivität der Filterdrossel L_1 in Abhängigkeit des DC-Arbeitspunktes	32
Abbildung 21: Zulässiger Wertebereich für die Netzfilterelemente L_1 und C_f	33
Abbildung 22: Spektrum der Halbbrückenspannung u_{WR} für Sinus-Dreieck-Modulation mit „double edge regular sampling“	33
Abbildung 23: Transformation der Netzstromsollwerte und Blockschaltbild der Netzstromregelung	36
Abbildung 24: Bodediagramm der geschlossenen Führungsübertragungsfunktion $G_{CL,Netz}(s) = I_{L2}(s)/I_{L2,ref}(s)$ der Netzstromregelstrecke	37

Abbildung 25: Antwort von $G_{CL,Netz}(s)$ auf einen Sollwertsprung von 0 auf 1 A · cos($\omega_n \cdot t$) und zugehörige Regeldifferenz mit 5 % Toleranzband	38
Abbildung 26: Betrag der Wechselrichter-Klemmenadmittanz $ I_{L2}(s)/U_{Netz}(s) $ bei Verwendung der beschriebenen Stromregelung	38
Abbildung 27: Blockschaltbild zur Aufspaltung der Netzspannung in Symmetrische Komponenten mittels CCF.....	40
Abbildung 28: Übertragungsverhalten für das CCF-Blockschaltbild aus Abbildung 27 und vergleichende Darstellung ohne „Fremdsystem“-Gegenkopplung.....	41
Abbildung 29: Repräsentation eines dreiphasigen Netzanschlusspunktes in Symmetrischen Komponenten als Impedanz- und Admittanzdarstellung.....	43
Abbildung 30: Zusammensetzung einer allgemeinen Unsymmetrie-Situation am Netzanschlusspunkt und Angriff des Kompensationsstroms	44
Abbildung 31: Regelungsstruktur zur Kompensation von Netzspannungsunsymmetrien mit gegenkoppelbaren Sinus-Integratoren und Netz-Admittanzmodellen	45
Abbildung 32: Amplituden- und Phasengang der Kettenschaltung aus (exaktem) Netzadmittanzmodell und -übertragungsstrecke bzgl. des Gegensystems	46
Abbildung 33: Ersatzschaltbilder einer elektrisch kurzen Leitung: a T-Schema, b π -Schema .	47
Abbildung 34: Zeigerdiagramm zur Netzvermessung mit Hilfe der Zweipunkt-Methode	49
Abbildung 35: Vereinfachter Programmablaufplan zur Vermessung der Gegensystem- Netzadmittanz mit Hilfe des Wechselrichters	50
Abbildung 36: Schema zur Bestimmung des Gegensystemzeigers $\underline{U}_{Netz,(2)}$ aus den Mit- und Gegensystem Raumzeigern	50
Abbildung 37: Kompensationsregelstrecke im Gegensystem zur Beurteilung der Robustheit gegenüber einer Admittanz-Fehlschätzung beim Netzmodell.....	53
Abbildung 38: Beschreibung der Gegensystemspannung $\underline{u}_{Netz,(2)}$ am Netzanschlusspunkt mit Hilfe des Teilspannungsabgriffs über der netzseitigen Filterinduktivität L_2 ..	53
Abbildung 39: Ausregelvorgang der Gegensystemspannung am Netzanschlusspunkt und Stellgröße des Integrierers	54
Abbildung 40: Zulässige relative Netzmodellabweichungen für das Gegensystem bei vollständiger Kompensation	55
Abbildung 41: Betriebsgrenzen des realisierten Wechselrichters für reine Mitsystembelastung	58
Abbildung 42: Definition der Ellipsen-Halbachsen a und b sowie des Verkipfungswinkels ...	60
Abbildung 43: Stromraumzeigerkurve mit Projektionen auf abc-Koordinatensystem bei Grenzauslastung in Außenleiter a	63
Abbildung 44: Zulässige Stromamplitude im Netzstromgegensystem in Abhängigkeit des Mitsystems bei verschiedenen Belastungsarten.....	65
Abbildung 45: Wechselrichter-Betriebsgrenzen für diskrete Gegensystemamplituden und zugehörige Darstellung des Grenztyps.....	68
Abbildung 46: Darstellung analog zu Abbildung 45 – der Phasenwinkel des Nullsystems beträgt jedoch einheitlich 180°.....	68

Abbildung 47: Gängige Grundsaltungen zur Bereitstellung eines Neutralleiteranschlusses bzw. eines gleichspannungsseitig belastbaren Mittenpotentials	70
Abbildung 48: Gleichspannungs-Zwischenkreis als Bindeglied zwischen den Systemen „A“ und „B“ und Angriffspunkte verschiedener Maßnahmen zur Minimierung der Zwischenkreiskapazität C_{AB}	73
Abbildung 49: Volumetrische Energiedichte für gängige Kondensator-Dielektrika	74
Abbildung 50: Performance Vergleich von Aluminium-Elektrolyt- (Al), Folien- (MPPF) und Keramik-Kondensatoren (MLC)	75
Abbildung 51: Verlustloser generischer Vierleiterwechselrichter ohne Energiespeicher zur numerischen Ermittlung des Zwischenkreisstroms	76
Abbildung 52: Numerisch berechneter Zwischenkreisstrom eines Vierleiterwechselrichters bei unsymmetrischer Belastung	77
Abbildung 53: Darstellung des Zwischenkreisstroms nach Abspaltung des Gleichanteils und des niederfrequenten Stromanteils	78
Abbildung 54: Energetischer Nutzungsgrad einer passiven Zwischenkreiskapazität in Abhängigkeit des zugelassenen relativen Spannungsripples	79
Abbildung 55: Eingangskreis eines Spannungszwischenkreis-Wechselrichters mit Saugkreis auf der Gleichspannungsseite	80
Abbildung 56: Bodediagramm eines Zwischenkreises mit zusätzlichem 100 Hz Saugkreis nach der beschriebenen Auslegungsstrategie	82
Abbildung 57: Sprungantwort des Zwischenkreises mit Saugkreis für $R_L = 52 \Omega$ (links) und $R_L = 10 k\Omega$ (rechts) auf ein kosinusförmiges Eingangssignal	83
Abbildung 58: Gängige Schaltungskonzepte für Parallel- bzw. Shuntfilter	84
Abbildung 59: Grundsaltung des realisierten Wechselrichtersystems mit aktiver Symmetrierung des Zwischenkreises sowie aktivem Filter zur Bereitstellung von Pendelleistung	85
Abbildung 60: Regelungs-Blockschaltbild für die Zwischenkreis-Symmetrierung	86
Abbildung 61: Blockschaltbild für die Zwischenkreis-Symmetrierung in aufgelöster Form	87
Abbildung 62: Bodediagramm des offenen äußeren Regelkreises der Zwischenkreis-Symmetrierung	89
Abbildung 63: Bodediagramm des geschlossenen Regelkreises $\Delta U_{DC}(s)/I_N(s)$	92
Abbildung 64: Simulationsergebnisse für die Größen Δu_{DC} , $i_{L,AS}$ und i_N der aktiven Symmetrierung unter Verwendung eines geschalteten Modells	92
Abbildung 65: Stationäre Größen des aktiven Filters bei Nennbelastung und zwei verschiedenen Kondensatorgrößen	95
Abbildung 66: Vereinfachtes Ablaufdiagramm für die Durchführung der Parameteranalyse zur Drosseldimensionierung des aktiven Filters	97
Abbildung 67: Gesamtverluste des aktiven Filters bei Volllast in Abhängigkeit der Drosselinduktivität und deren magnetischer Aussteuerung	99
Abbildung 68: Kernvolumen in Abhängigkeit der Drosselinduktivität und deren magnetischer Aussteuerung (links), im Magnetfeld gespeicherte Energie (rechts)	99

Abbildung 69: Aufschlüsselung der Einzelverluste für den konventionellen passiven und den Zwischenkreis mit Aktivfilter – „aktiver Zwischenkreis“	100
Abbildung 70: Bauraumvergleich der passiven und aktiven Zwischenkreisvariante	101
Abbildung 71: Kleinsignal Blockschaltbild der Kondensatorstromregelung für das aktive Filter mit optionaler Aufschaltung der Kondensatorspannung	102
Abbildung 72: Bodediagramm der geschlossenen Kondensatorstrom-Führungsübertragungsfunktion des aktiven Filters	104
Abbildung 73: Frequenzspektrum des Kondensatorstroms innerhalb des aktiven Filters bei maximaler Auslastung mit $\hat{p}_{WR,AC} = 4 \text{ kVA}$	105
Abbildung 74: Antwort der Stromregelschleife des aktiven Filters auf einen Einheitssprung	105
Abbildung 75: Verwendete Struktur zur Regelung der Zwischenkreisspannung	108
Abbildung 76: Geteilter Zwischenkreis mit den angreifenden Strömen und aktiver Symmetrierschaltung	110
Abbildung 77: Aufgelöste Darstellung des geteilten Zwischenkreises mit aktiver Symmetrierung in Form gesteuerter Quellen	110
Abbildung 78: Darstellung des gesamten Wechselrichtersystems in Form gesteuerter Quellen mit Aufteilung des Zwischenkreises in Gleich- und Gegentaktpfad	111
Abbildung 79: Vergleich zwischen Groß- und Kleinsignalmodell bei einem Lastsprung auf der DC-Seite	117
Abbildung 80: Vergleich zwischen Groß- und Kleinsignalmodell bei einem einphasigen Netzspannungseinbruch	118
Abbildung 81: Versuchsstand in der Laborhalle des Instituts für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung	121
Abbildung 82: Implementierte Grobstruktur und Funktionsaufteilung der Wechselrichtersteuerung auf einem Dual Core Microcontroller	123
Abbildung 83: Vom DSC ermittelte symmetrische Netzspannungs-Komponenten beim gemeinsamen Anschluss der drei Außenleiter-Messkanäle an Phase L1 zur Überprüfung der Messkette	124
Abbildung 84: Anlagenkonfiguration für die Versuchsdurchführung	125
Abbildung 85: Untersuchte Anlagen-Versuchskonfiguration mit passiver Last und Vierleiterwechselrichter in symmetrischen Komponenten	126
Abbildung 86: Vom DSC ermittelte symmetrische Netzspannungs-Komponenten im Leerlauf	127
Abbildung 87: Maßstabgetreues Zeigerdiagramm der Leitergrößen während des Betriebs mit unsymmetrischer Last und aktivierter Kompensation	129
Abbildung 88: Vom DSC ermittelte Spannungen am PCC in symmetrischen Komponenten während eine unsymmetrische Last ohne Kompensation betrieben wird....	130
Abbildung 89: Vom DSC ermittelte Spannungen am PCC in symmetrischen Komponenten während eine unsymmetrische Last mit aktivierter Kompensation betrieben wird	130

Abbildung 90: Vom DSC übertragene Sollwerte des Wechselrichter-Netzstromreglers in Clarke-Komponenten während eine unsymmetrische Last mit aktivierter Kompensation betrieben wird	131
Abbildung 91: Solltrajektorie des Wechselrichter-Netzstromreglers in 3D Clarke-Darstellung	132
Abbildung 92: Vom DSC übertragene Messgrößen des aktiven Filters während der Netzspannungs-Unsymmetrie-Kompensation bei unsymmetrischer Last	133
Abbildung 93: Frequenzspektrum des Stroms im aktiven Filter sowie des auf den Zwischenkreis wirkenden Stroms der drei Wechselrichter-Halbbrücken während der Kompensation	133
Abbildung 94: Hochlauf des Wechselrichters nach Anlegen der Netzspannung	134
Abbildung 95: Gemessenes transientes Verhalten des Aktivfilters bei der Aufschaltung und dem Abwurf einer am DC-Zwischenkreis angeschlossenen ohmschen Last	135
Abbildung 96: Simuliertes transientes Verhalten des Aktivfilters bei der Aufschaltung und dem Abwurf der Gleichstrom-Bemessungslast	137
Abbildung 97: Maximale Spannungshübe am Aktivfilter in Abhängigkeit der Amplitude eines am DC-Zwischenkreis angreifenden Lastsprungs.	138
Abbildung 98: Betrag der relativen Änderung der Zwischenkreisspannung als Funktion der Lastsprung-Amplitude.....	138
Abbildung 99: Betrag des maximalen Kondensatorstroms im Parallel-Aktivfilter für verschiedene Lastsprung-Amplituden.....	139
Abbildung 100: Größe der auf die DC-Anschlussklemmen bezogenen virtuellen Kapazität in Abhängigkeit der Lastsprung-Amplitude	140
Abbildung 101: Berechnete Tot- oder Blindzeiten für das Gesamtsystem bzw. bei isolierter energetischer Betrachtung des Zwischenkreises	141
Abbildung 102: Stromregelung für Mit- und Gegensystem in rotierenden Koordinaten nach dem DDSRF-Verfahren.....	156
Abbildung 103: Nichtlineares, nichtgeschaltetes Großsignalmodell mit gekoppelten Quellen in plexim-PLECS	159
Abbildung 104: Anschlussschemata und Klemmenbezeichnungen 13 kVA Versuchstrafo	160
Abbildung 105: Schaltplan der autark aus dem Zwischenkreis versorgten Überspannungsschutzbeschaltung.....	161



Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Definition von Mit-, Gegen- und Nullsystem der symmetrischen Komponenten	9
Tabelle 2: Untersuchte Lastszenarien bei der Berechnung der Spannungsunsymmetrie	17
Tabelle 3: Zulässige bezogene Oberschwingungsströme von Erzeugungsanlagen.....	34
Tabelle 4: Bauteilwerte des am Prüfstand verbauten LCL-Netzfilters.....	35
Tabelle 5: Am Prüfstand verwendete Reglerparameter der Netzstromregelung.....	39
Tabelle 6: Umladevorgänge der parasitären Koppelkapazitäten am Vierleiter-Wechselrichter mit vier Halbbrücken für die jeweiligen Schaltzustände	71
Tabelle 7: Reglerparameter der Kondensatorspannungs-Ruheregelung.....	109
Tabelle 8: Bei der Mittelwertbildung berücksichtigte Frequenzanteile für Eingangs-, Zustands- und Stellgrößen	114
Tabelle 9: Verwendete Arbeitspunkte zum Vergleich zwischen Groß- und Kleinsignalmodell	117
Tabelle 10: Berechnete Netzgrößen in symmetrischen Komponenten für das Versuchsnetz bei unsymmetrischer Last ohne bzw. mit Kompensation.....	128
Tabelle 11: Gemessene Netzgrößen in symmetrischen Komponenten für das Versuchsnetz bei unsymmetrischer Last ohne bzw. mit Kompensation.....	131



Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Symbole

R, U	Skalar bzw. Gleichgröße
\underline{G}	Komplexe Größe, z.B. Phasor
$ \underline{G} $	Betrag einer komplexen Größe
\underline{g}	Komplexe vektorielle Größe bzw. Raumzeiger
\mathbf{T}	Matrix
$\underline{\mathbf{T}}$	Komplexe Matrix
\tilde{I}	Effektivwert einer Wechselgröße
$p, p(t)$	Zeitlich veränderliche Größe
\hat{p}	Amplitude einer zeitlich veränderlichen Größe
$I_{\text{Netz}}(s)$	Variable im Laplace-Bereich
$\langle x \rangle_k(t)$	Zeitvariabler Fourierkoeffizient der k -ten Harmonischen
(1) (2) (0)	Indizes für Mit-, Gegen- und Nullsystem

Abkürzungen

AC	Alternating Current
ADC	Analog-to-Digital Converter
AP	Arbeitspunkt
BSZ	Brennstoffzelle
CCF	Complex Coefficient Filter
DC	Direct Current
DDSRF	Decoupled Double Synchronous Reference Frame
DF	Dissipation Factor
DFT	Diskrete Fourier Transformation
E-Fahrzeug	Elektrofahrzeug
Elko	Elektrolytkondensator
EMK	Elektromotorische Kraft
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESR	Equivalent Series Resistance
EZS	Erzeuger-Zählpfeilsystem
FACTS	Flexible AC Transmission System
FLL	Frequency Locked Loop
FNN	Forum Netztechnik/Netzbetrieb
GSSA	Generalized State Space Average
HGÜ	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung
HL	Halbleiter
HPF	Hochpassfilter
i.A.	im Allgemeinen

IARC	Instantaneous Active-Reactive Control
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
iGSE	improved Generalized Steinmetz Equation
LED	Light Emitting Diode
LF	Grundschwingungsleistungsfaktor
LVDS	Low-Voltage Differential Signaling
LVUR	Line Voltage Unbalance Rate
MIMO	Multiple Input Multiple Output
mod	Modulo-Operation (Rest nach Division)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MPPF	Metallized Polypropylene Film
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
NS-Netz	Niederspannungsnetz
NTC	Negative Temperature Coefficient
OE	Overexcited (übererregt)
OS	Oberschwingung
PCC	Point of Common Coupling
PI	Proportional-Integral Übertragungsglied
PLECS	Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation
PV	Photovoltaik
PVUR	Phase Voltage Unbalance Rate
PWM	Pulse Width Modulation
RONT	Regelbarer Ortsnetztrafo
SAR	Successive Approximation Register
SE	Steinmetz Equation
SO	Symmetrisches Optimum
sog.	sogenannte
SSSC	Static Synchronous Series Compensator
STATCOM	Static Synchronous Compensator
TAR	Technische Anschlussregeln
TDD	Total Demand Distortion
THD	Total Harmonic Distortion
Trafo	Transformator
TU	Technische Universität
UE	Underexcited (untererregt)
UPFC	Unified Power Flow Controller
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
WOK	Wurzelortskurve
ZK	Zwischenkreis

1 Einleitung

Wechselrichter¹ stellen heutzutage ein essentielles Netzelement in der elektrischen Energieversorgung dar und ermöglichen die Einbindung gleichstrombasierter Erzeuger oder Verbraucher in das meist dreiphasige Wechselspannungsnetz.

In der vorliegenden Arbeit wird die Entwicklung eines Schaltungs- und Regelungskonzeptes für einen Dreiphasen-Vierleiter Wechselrichter beschrieben, der gleichspannungsseitig ein Zwei- bzw. Dreileiternetz bildet. Neben dem Austausch von Wirkleistung mit dem vorgelagerten Drehstrom-Niederspannungsnetz soll im Teillastbereich zusätzlich eine Verbesserung der Spannungsqualität am Netzanschlusspunkt im Rahmen einer Unsymmetriekompensation erfolgen und untersucht werden.

In diesem Zusammenhang treten in der Leistungsbilanz zwischen AC- und DC-Seite Pendelanteile auf, deren Kompensation am Zwischenkreis mit Hilfe eines aktiven Filters erfolgt. Die daraus resultierende, hinsichtlich Bauraum vorteilhafte kleine Zwischenkreiskapazität stellt das System unter transienten Bedingungen jedoch vor Herausforderungen, die ebenfalls thematisiert und quantifiziert werden.

1.1 Motivation

Die ersten in nennenswertem Umfang errichteten Elektroenergienetze, die den in lokalen Kraftwerken erzeugten Strom an die Verbrauchsstellen verteilten, waren Ende des 19. Jahrhunderts die 110/220 V Gleichspannungsnetze von Thomas Alva Edison. Als Inselnetze waren sie in ihrer territorialen Ausdehnung eng begrenzt und wurden schließlich durch hierarchisch aufgebaute Wechselspannungs-Verbundnetze mit Großkraftwerken ersetzt. Weitere Übertragungsstrecken konnten wegen der Möglichkeit der transformatorischen Erhöhung der Wechselspannung – bei gleichzeitiger Stromreduktion – mit geringeren Verlusten und Materialeinsatz zurückgelegt werden. Abgesehen von Sonderanwendungen (z.B. Straßenbahnen, Galvanik) war die Gleichspannungstechnik für eine flächendeckende und effiziente Energieversorgung in den Folgejahren von untergeordneter Bedeutung. Mit dem Aufkommen der Leistungselektronik in den 1960er Jahren zeichneten sich jedoch Entwicklungstendenzen ab, die bis heute andauern und u.a. Gleichspannungsnetze wieder stärker in den Fokus rücken.

¹ Mit „Wechselrichter“ wird hier stets die Möglichkeit des bidirektionalen Leistungsflusses („AC nach DC“, bzw. „DC nach AC“) verknüpft, weswegen der Begriff der Einfachheit halber synonym zu „Aktiver Gleichrichter“, oder „Pulsleichrichter“ verwendet wird.

Im Bereich der Übertragungsnetze entstehen ergänzend zum Wechselspannungsnetz vermehrt Abschnitte, bzw. Punkt zu Punkt Verbindungen, die in Hochspannungsgleichstrom-Übertragungstechnik (HGÜ) ausgeführt sind. Zur Interaktion mit dem Hochspannungsdrehstromnetz sind an beiden Enden Wechselrichterstationen angeordnet. Die HGÜ kommt dann zum Einsatz, wenn Erzeuger- und Lastschwerpunkte über weite Strecken verlustarm verbunden oder asynchrone Netze gekoppelt werden sollen (sog. Kurzkupplung). Außerdem besteht die Möglichkeit, große Streckenabschnitte per Kabel und damit auch „offshore“, d.h. auf dem Seeweg, zu überbrücken. Davon wird z.B. beim Projekt *NordLink* Gebrauch gemacht, bei dem voraussichtlich ab 2020 eine Übertragungskapazität von 1,4 GW zwischen Norwegen und Deutschland bestehen wird. Der Bundesrepublik werden dadurch Teile der dortigen Wasserkraft-Erzeugungs- und Speicherkapazitäten zugänglich gemacht. Mehr als 90 % der insgesamt 623 km langen Trasse ist dabei verkabelt. Die Verfügbarkeit geeigneter DC-Leistungsschalter ist Voraussetzung für Multiterminalnetze, die gegenüber den Punkt zu Punkt Verbindungen eine höhere Flexibilität und Leistungsfähigkeit versprechen. Das für 2023 geplante *Ultramet* ist ein solches Multiterminalnetz.

Die zunehmende Durchdringung regenerativer Energieerzeugung sowie der für Deutschland geplante stufenweise Atom- und Kohleausstieg bis 2022 bzw. 2038 haben nicht nur Einfluss auf die bestehenden Strukturen im Übertragungsnetz. Windenergie- und PV-Anlagen kleiner bis mittlerer Leistung werden direkt an die Nieder- und Mittelspannungsnetze – die sog. Verteilnetze – angeschlossen. Der ursprünglich streng hierarchische, vertikale Ansatz mit wenigen zentralen Großkraftwerken, die in die Hochspannungs-Übertragungsnetze einspeisen, wird also zugunsten einer dezentralen und kleinräumigeren Erzeugungslandschaft aufgebrochen. Innerhalb der Verteilnetzebene steigen im Zuge dieser Entwicklung insbesondere in den Niederspannungsnetzen die Anforderungen an und die Komplexität der Betriebsführung im Sinne der Spannungshaltung. Regelbare Ortsnetztransformatoren (RONT) beispielsweise sind eine technische Konsequenz, die den gestiegenen Anforderungen geschuldet ist.

Ähnlich verhält es sich auf der Verbraucherseite. Geräte der Kommunikations- und Unterhaltungselektronik oder LEDs für Beleuchtungsaufgaben nutzen intern ausnahmslos Gleichstrom. Selbst leistungsstarke elektrische Antriebe sind für eine bedarfsgerechte und optimierte Betriebsweise mit Frequenzumrichtern ausgestattet, deren Wechselrichter wiederum aus einem Gleichspannungszwischenkreis versorgt werden.

Statt jedes einzelne Gerät für die Anbindung an ein AC-Netz zu ertüchtigen, können bei Vorhandensein eines DC-Netzes Wandlungsstufen technisch einfacher bzw. effizienter gestaltet sein, oder sogar gänzlich entfallen. In Abbildung 2 ist das DC-Konzept dem klassischen AC-Anbindungskonzept im Zusammenhang mit dezentralen Erzeuger- und Speichereinheiten gegenübergestellt. Oft diskutierte und vereinzelt praktisch umgesetzte Anwendungsfälle für DC-Netze sind weiterhin Industrieanlagen mit vielen dynamisch betriebenen Einzelantrieben und Rechenzentren. Typische Spannungen sind 560 V unipolar oder 380/760 V bipolar als Dreileiternetz [3].

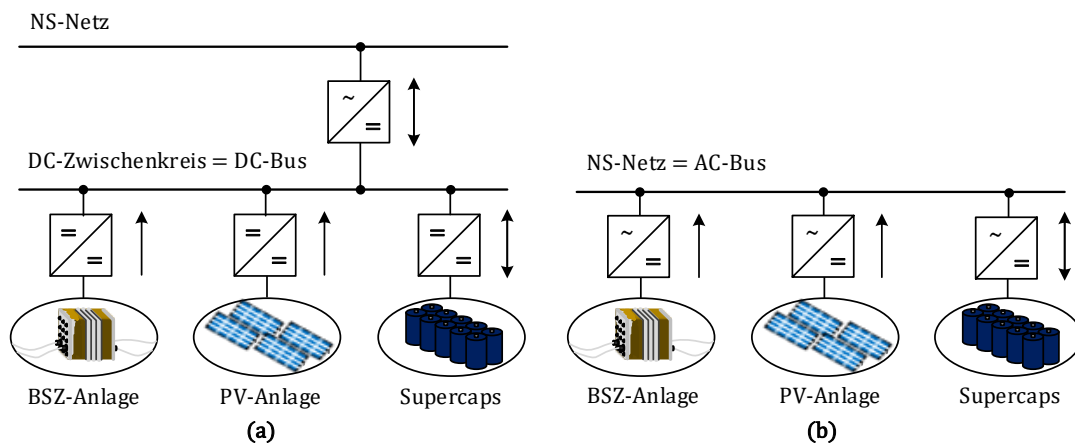


Abbildung 2: Gegenüberstellung des DC-Bus-Konzeptes (a) und AC-Bus-Konzeptes (b) zur Einbindung dezentraler Erzeuger und Speicher nach [4]

Interessanterweise sind mit Blick auf die zunehmend dezentrale Erzeugungsstruktur – in der Extremform lokaler Microgrids/Inselnetze – und dem erkennbaren Trend zu Niederspannungs-Gleichstromnetzen gewisse Parallelen zu den frühen Edison-Netzen identifizierbar. Allerdings sind die Gründe, die zu diesen Entwicklungen führen, heute weitaus vielschichtiger und komplexer. Vermutlich wird sich das Spektrum zukünftiger Energieversorgungslösungen weiter vergrößern. Dementsprechend sind verstärkt Situationen zu erwarten, bei denen zwischen den angepassten Lösungen und Netzformen vermittelt werden muss. An dieser Stelle setzt die vorliegende Arbeit an.

1.2 Ziele und Aufbau der Arbeit

Gegenstand dieser Arbeit ist ein Wechselrichter, der im Hinblick auf einzelne in 1.1 beschriebene Netzsituationen konstruiert und optimiert wird. Er dient als Grundlage zur Untersuchung der Interaktion zwischen einem schwachen Vierleiter AC-Niederspannungsnetz und einem bipolaren 380/760 V DC-Netz. Schwach bezeichnet in diesem Fall ein kleines Verhältnis zwischen Kurzschluss- zu Anschlussleistung, d.h. es liegt eine verhältnismäßig große Netzimpedanz vor, die dem Netz den Charakter einer „weichen“ Spannungsquelle verleiht. In solchen Netzen vergrößert sich das Problem der Spannungshaltung, insbesondere dann wenn unsymmetrische Verbraucher zeitgleich mit unsymmetrischen Erzeugern auf den Netzabschnitt einwirken. Neben dem in DIN EN 50160 [5] definierten Spannungsband von $\pm 10\%$ ergibt sich dann zusätzlich ein Problem der Spannungsqualität hinsichtlich der erlaubten Unsymmetrie. Eine solche Netzsituation kann sich bei langen Netzausläufern in ländlichen Gebieten oder in Microgrids/Inselnetzen aufgrund ihrer begrenzten Erzeugungskapazität ergeben. Im Gegensatz zu bestehenden Standardlösungen kann der vorgestellte Wechselrichter zum einen besonders gut mit dieser Situation umgehen, zum anderen ist er bei Teilauslastung in der Lage, eine bestehende Spannungsunsymmetrie aktiv zu kompensieren. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt im Weiteren in der schaltungs- und regelungstechnischen Auseinandersetzung mit dem Wechselrichtersystem.

In **Kapitel 2** werden zunächst die Grundlagen zur Beschreibung von Unsymmetrien gegeben und deren negative Auswirkungen beschrieben. Generell ist das Thema Spannungsunsymmetrie bekannt und dementsprechend existieren technische Lösungen zu deren Eindämmung. Diese passiven Methoden sollen ebenfalls gezeigt werden. Anschließend wird die Gruppe der aktiven Verfahren präsentiert, zu denen auch der Wechselrichter gehört.

Die konkrete Umsetzung der Kompensationsstrategie wird in **Kapitel 3** ausführlich beschrieben. Beginnend mit der Zerlegung des Netzes auf Grundlage der Theorie der Symmetrischen Komponenten wird anschließend die Identifikation der relevanten Netzparameter behandelt. Im Anschluss werden die implementierten Regelalgorithmen vorgestellt und die vom Wechselrichter bereitzustellende betriebspunktabhängige Pendelleistung berechnet.

Kapitel 4 gibt einen tieferen Einblick in die Schaltungstechnik des realisierten Wechselrichters, der zur Beherrschung der Pendelleistung mit einem aktiven Filter ausgestattet ist und somit vollständig auf den Einsatz von Elektrolytkondensatoren verzichten kann. Hardware-Auslegungsschritte werden ebenso beschrieben wie die Parametrisierung unterlagerter Regelkreise.

Ein Ansatz zur systemdynamischen Beschreibung des gesamten Wechselrichters, die zur Auslegung der Zwischenkreisspannungsregelung notwendig ist, wird in **Kapitel 5** beschrieben. Beginnend mit einem zeitvarianten und nichtlinearen Großsignalmodell erfolgt hierbei stufenweise der Übergang zu einer linearisierten Kleinsignaldarstellung, welche das Anwenden klassischer Methoden der Regelungstechnik zulässt.

In **Kapitel 6** erfolgt die experimentelle Validierung aller beschriebenen Verfahren mithilfe des realisierten Laboraufbaus. Hierbei liegt der Fokus sowohl auf dem stationären, wie auch dem transienten Verhalten. Das Kapitel schließt mit der Vorstellung einiger abgeleiteter Größen ab, die die technische Einordnung des Wechselrichtersystems im Vergleich zum heutigen Standard ermöglichen.

2 Unsymmetrische Belastung im Niederspannungsnetz

Unsymmetrische Belastungen und Lastströme führen in Verbindung mit der Netz-Längsimpendanz zu Spannungsfällen, die eine unsymmetrische Spannung am Netzanschlusspunkt zur Folge haben können. Gekennzeichnet ist dieser Zustand durch unterschiedlich große Amplituden der Außenleiter-Neutralleiterspannungen und/oder eine von 120/240° abweichende Phasenverschiebung. In den folgenden Kapiteln werden Ursachen für Unsymmetrien, deren mathematische Erfassung, Auswirkungen und Abhilfemaßnahmen beschrieben.

2.1 Ursachen unsymmetrischer Netzbedingungen

Unsymmetrische Netzbedingungen sind im stationären Betrieb vor allem auf den Anschluss einphasiger Erzeugereinheiten oder Lasten zurückzuführen, wobei letztere vereinzelt auch zweiphasig ausgeführt werden. Vom stationären Betrieb abzugrenzen sind hier Netzfehler, die abhängig von der Fehlerart zwar ebenso zu unsymmetrischen Netzspannungen führen können, im Rahmen der Fehlerklärung durch Schutzgeräte allerdings ein zeitlich kurzes Ereignis darstellen.

Die maximal zulässige Bemessungsscheinleistung einphasiger Erzeuger- oder Verbrauchereinheiten ist in den „Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Niederspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Niederspannung)“ [6] auf 4,6 kVA begrenzt. Hierunter fallen z.B. kleinere PV-Hausdachanlagen, Mini-Blockheizkraftwerke, Wärmepumpen/Klimaanlagen, oder einphasige Ladestationen für Elektrofahrzeuge. Bei höheren Leistungen hat ein dreiphasiger Anschluss zu erfolgen, wobei drei gleichartige und gleichzeitig genutzte einphasige Geräte zu einer dreiphasigen Gruppe zusammengefasst werden können. Innerhalb einer Hausinstallation wird bei der Errichtung zudem eine gleichmäßige Verteilung der Belastung auf die drei Phasen gefordert.

Selbst bei Einhaltung dieser Vorgaben ist eine symmetrische Belastung des Netzes jedoch nur selten gegeben. Das liegt zum einen an dem i.d.R. stochastischen Nutzungsverhalten der Geräte begründet. Zum anderen führen einphasige Verbraucher und Erzeuger mit hohem Gleichzeitigkeitsfaktor (Ladestationen, PV-Anlagen, u.a.) zu starker Unsymmetrie – wenn also Geräte gleichen Typs und Nutzungsprofils bei benachbarten Haushalten am gleichen Außenleiter angeschlossen sind. Zwischen den verschiedenen Haushalten erfolgt üblicherweise keine Absprache bzgl. der Außenleiterbelegung, da die Anlageninstallation häufig von verschiedenen Betrieben

vorgenommen wird [7]. Zusätzlich entstehen oftmals unbewusst unsymmetrische Außenleiterbelastungen durch die verbraucherseitige Verwendung von Mehrfachsteckdosenleisten, an denen z.B. TV-Gerät, Heimkinoanlage und Computer angeschlossen sind [8].

In Abbildung 3 ist ein typischer, über 72 Stunden gemessener Lastgang für die drei Phasen eines Mehrfamilienhauses, also für Wohnbebauung gezeigt. Erkennbar sind die zum Teil extremen Abweichungen von der optimalen, gleichmäßigen Phasenbelastung.

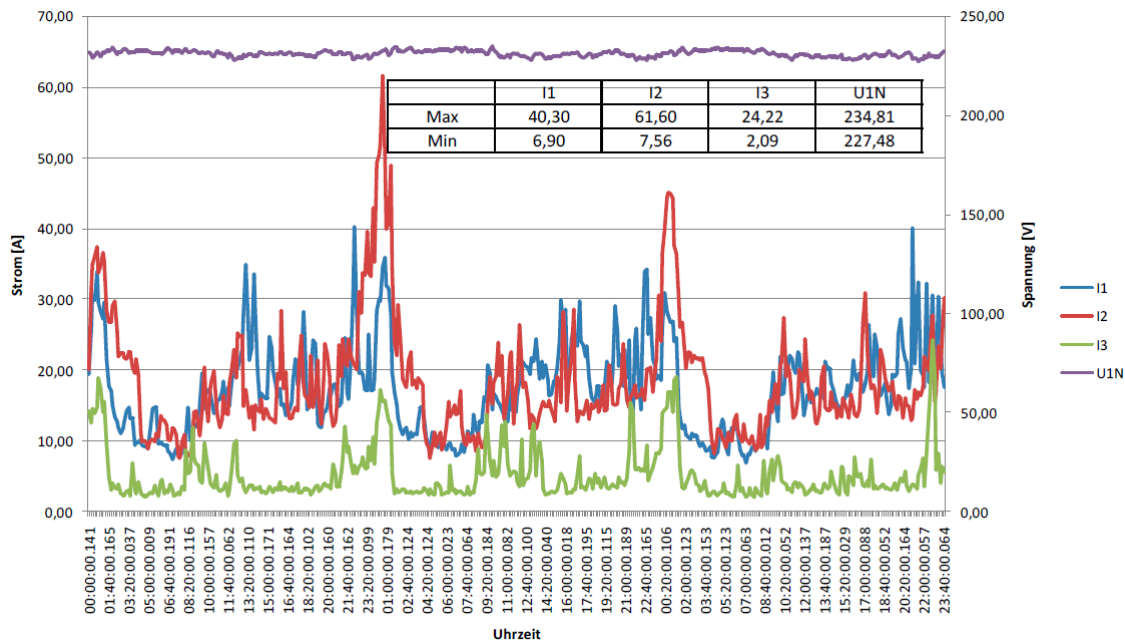


Abbildung 3: Typischer Lastgang der drei Außenleiter eines Mehrfamilienhauses [8]

Bei hinreichend großen Netzen und makroskopischer Betrachtung ist die Annahme einer stochastischen Mittelung zwischen den Außenleitern hingegen zulässig. Spätestens ab der Mittelspannungsebene, bei der es durch den Anschluss von Gewerbe- und Industriebetrieben zu einer weiteren Durchmischung verschiedenster Lastprofile kommt, kann von annähernd symmetrischen Netzbedingungen ausgegangen werden. Im Weiteren liegt der Fokus demnach auf kleinteiligen Niederspannungsnetzen, d.h. einzelnen Netzausläufern eines Strahlennetzes, oder Microgrids.

2.2 Beschreibung von Unsymmetrien mithilfe der symmetrischen Komponenten

Zwischen den einzelnen Leiter- und Stranggrößen eines Drehstromnetzes treten induktive und kapazitive Kopplungen auf, die eine direkte Beschreibung im Allgemeinen und insbesondere bei Auftreten von Unsymmetrien aufwendig werden lässt. Zudem sind die anfallenden Ergebnisse bei direkter Betrachtung in abc-Komponenten wenig anschaulich und die praktische Bedeutung dieses Vorgehens damit begrenzt.

Im Gegensatz dazu ist mit Einführung der sogenannten modalen Komponenten eine entkoppelte, einpolige Darstellung möglich, die eine Beschreibung des Drehstromproblems mit drei unabhängigen Gleichungssystemen erlaubt. Dazu werden mithilfe einer Transformationsmatrix die Drehstromgrößen (Spannungen, Strom, Flussverkettungen u.a.) durch drei neue, modale Größen substituiert (Herleitung in [9]). Die symmetrischen Komponenten stellen einen Spezialfall dieser modalen Komponenten dar, die bereits 1918 vom Kanadier C. L. Fortescue eingeführt wurden und für die praktische stationäre Berechnung von Drehstromnetzen von großer Bedeutung sind [10]. Die entsprechenden Namenskonventionen und Definitionen der drei Komponenten sind in Tabelle 1 aufgeführt.

Tabelle 1: Definition von Mit-, Gegen- und Nullsystem der symmetrischen Komponenten

Bezeichnung	Index	Drehsinn	Phasenfolge
Mitsystem (bzw. positive-sequence system)	1 (bzw. p)	Gegenuhrzeigersinn $\hat{=}$ math. positiv	normalsinnig (L1 \rightarrow L2 \rightarrow L3)
Gegensystem (bzw. negative-sequence system)	2 (bzw. n)	Uhrzeigersinn $\hat{=}$ math. negativ	gegensinnig (L1 \rightarrow L3 \rightarrow L2)
Nullsystem (bzw. zero-sequence system)	0	kein Drehsinn	gleichphasig

Die symmetrischen Komponenten lassen sich jeweils als ein Satz aus drei komplexen, ruhenden Zeigern (Phasoren) interpretieren, wobei die Komponentensysteme untereinander eine Phasenverschiebung aufweisen können. Mit- und Gegensystem bilden für sich betrachtet jeweils ein symmetrisches Dreiphasensystem, wie der Darstellung in Abbildung 4 zu entnehmen ist.

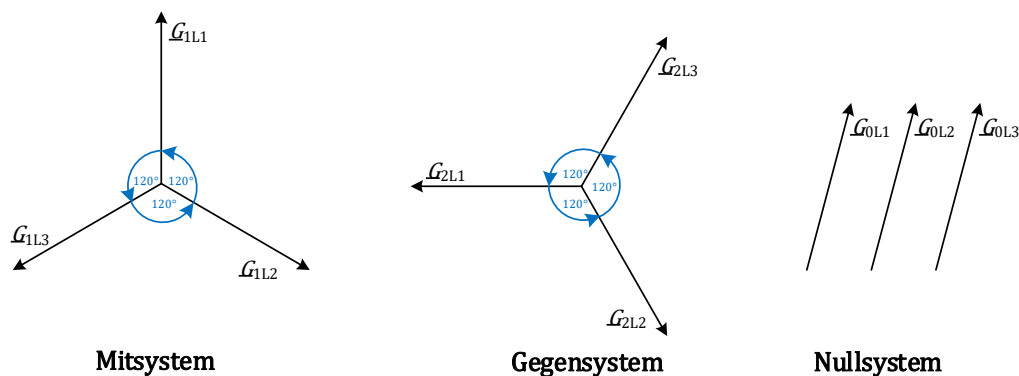


Abbildung 4: Zeigerdarstellung der symmetrischen Komponentensysteme

Zwischen den Zeigern $\underline{G} = Ge^{j\varphi_L}$ der Drehstromgrößen ($\underline{G} = \underline{U}, \underline{I}, \underline{\psi}$ mit Index L) – stellenweise auch als „Originalbereich“ bezeichnet – und den symmetrischen Komponenten (Index S) – „Bildbereich“ – bestehen folgende Transformationsbeziehungen [9]:

$$\begin{bmatrix} \underline{G}_{L1} \\ \underline{G}_{L2} \\ \underline{G}_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \underline{a}^2 & \underline{a} & 1 \\ \underline{a} & \underline{a}^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{G}_1 \\ \underline{G}_2 \\ \underline{G}_0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\underline{g}_L = \underline{T}_S \underline{g}_S \quad (2.2)$$

und

$$\begin{bmatrix} \underline{G}_1 \\ \underline{G}_2 \\ \underline{G}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{G}_{L1} \\ \underline{G}_{L2} \\ \underline{G}_{L3} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\underline{g}_S = \underline{T}_S^{-1} \underline{g}_L \quad (2.4)$$

\underline{T}_S bezeichnet dabei die Entsymmetrierungsmatrix und \underline{T}_S^{-1} die Symmetrierungsmatrix, wobei

$$\underline{T}_S \underline{T}_S^{-1} = \underline{E} \quad (\text{Einheitsmatrix}) \quad (2.5)$$

gilt. Für die Drehoperatoren

$$\underline{a} = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \underline{a}^2 = e^{j240^\circ} = e^{-j120^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.6)$$

gilt dabei

$$|\underline{a}| = |\underline{a}^2| = 1 \quad (\text{Einheitszeiger}) \quad (2.7)$$

sowie

$$1 + \underline{a} + \underline{a}^2 = 0 \quad \underline{a}^3 = 1 \quad \underline{a}^4 = \underline{a} \quad (2.8)$$

Um die Bezeichnung der symmetrischen Komponenten als Mit-, Gegen- und Nullkomponente zu erklären, wird Gleichung (2.1) wie folgt umgeschrieben:

$$\begin{bmatrix} \underline{G}_{L1} \\ \underline{G}_{L2} \\ \underline{G}_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{G}_1 \\ \underline{a}^2 \underline{G}_1 \\ \underline{a} \underline{G}_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{G}_2 \\ \underline{a} \underline{G}_2 \\ \underline{a}^2 \underline{G}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{G}_0 \\ \underline{G}_0 \\ \underline{G}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{G}_{1L1} \\ \underline{G}_{1L2} \\ \underline{G}_{1L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{G}_{2L1} \\ \underline{G}_{2L2} \\ \underline{G}_{2L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{G}_{0L1} \\ \underline{G}_{0L2} \\ \underline{G}_{0L3} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\underline{g}_L = \underline{g}_{1L} + \underline{g}_{2L} + \underline{g}_{0L} \quad (2.10)$$

Diese Zerlegung in drei voneinander unabhängige einphasige Systeme ist in Abbildung 5 exemplarisch anhand eines unsymmetrischen dreiphasigen Drehstromsystems in Form von Phasoren dargestellt.

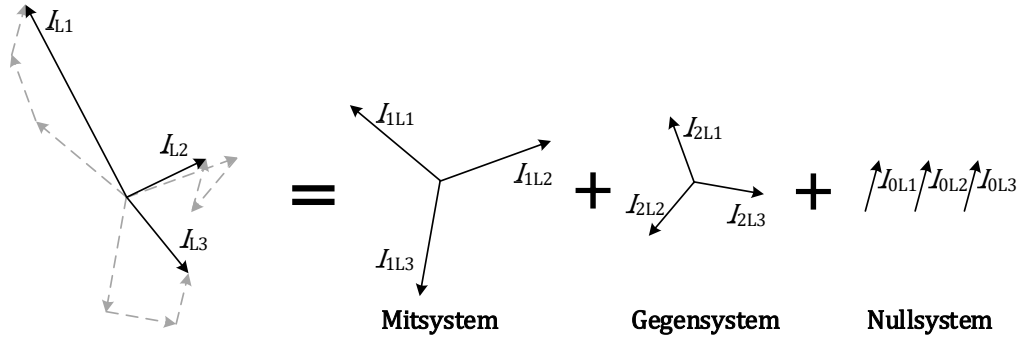


Abbildung 5: Zerlegung eines unsymmetrischen Drehstromsystems in symmetrische Komponenten in Form eines Mit-, Gegen- und Nullsystems

Unsymmetrische Verbraucher mit den jeweiligen Lastimpedanzen $\underline{Z}_{\text{Last}1/2/3}$ lassen sich vom Originalbereich (2.11) ebenfalls in den Bildbereich der symmetrischen Komponenten (2.12) transformieren. Hierbei gilt $1/\underline{Z}_{\text{Last}1/2/3} = \underline{Y}_{a/b/c}$.

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{\text{Last}1} \\ \underline{I}_{\text{Last}2} \\ \underline{I}_{\text{Last}3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\underline{Z}_{\text{Last}1} & 0 & 0 \\ 0 & 1/\underline{Z}_{\text{Last}2} & 0 \\ 0 & 0 & 1/\underline{Z}_{\text{Last}3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_{\text{Last}1} \\ \underline{U}_{\text{Last}2} \\ \underline{U}_{\text{Last}3} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix} = \underline{T}_S^{-1} \begin{bmatrix} \underline{Y}_a & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Y}_b & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Y}_c \end{bmatrix} \underline{T}_S \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_0 \end{bmatrix} = \dots \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c & \underline{Y}_a + \underline{a}^2 \underline{Y}_b + \underline{a} \underline{Y}_c & \underline{Y}_a + \underline{a} \underline{Y}_b + \underline{a}^2 \underline{Y}_c \\ \underline{Y}_a + \underline{a} \underline{Y}_b + \underline{a}^2 \underline{Y}_c & \underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c & \underline{Y}_a + \underline{a}^2 \underline{Y}_b + \underline{a} \underline{Y}_c \\ \underline{Y}_a + \underline{a}^2 \underline{Y}_b + \underline{a} \underline{Y}_c & \underline{Y}_a + \underline{a} \underline{Y}_b + \underline{a}^2 \underline{Y}_c & \underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_0 \end{bmatrix}$$

2.3 Unsymmetriefaktoren

Durch Einführung der symmetrischen Komponenten können unsymmetrische Netzbedingungen bzgl. Spannung und Strom sehr genau beschrieben werden. Für eine praxisgerechte Analyse und Bewertung dieser Netzgrößen haben sich zusätzlich verschiedene Definitionen etabliert, die das Ausmaß der Unsymmetrie in Form von Kennzahlen ausdrücken. Die jeweils zugrundeliegenden Berechnungsvorschriften werden nachfolgend vorgestellt.

2.3.1 IEC-Definition

Die Spannungsunsymmetrie-Faktoren k_{2U} und k_{0U} sind durch die IEC definiert als das Verhältnis der Beträge von Gegen- zu Mitsystemspannung bzw. Null- zu Mitsystemspannung [11]:

$$k_{2U} = \left| \frac{U_2}{U_1} \right| \cdot 100 \% \quad (2.13)$$

$$k_{0U} = \left| \frac{U_0}{U_1} \right| \cdot 100 \%$$

Neben den Amplituden kann ergänzend der Phasenwinkel von Gegen- (θ_{2U}) bzw. Nullsystem (θ_{0U}) bezogen auf das Mitsystem berücksichtigt werden. Mit der Erweiterung entstehen die komplexen Spannungsunsymmetrie-Faktoren:

$$\underline{k}_{2U} = k_{2U} \cdot e^{j\theta_{2U}} \quad (2.14)$$

$$\underline{k}_{0U} = k_{0U} \cdot e^{j\theta_{0U}}$$

Für (2.13) berechnen sich die Spannungskomponenten \underline{U}_1 , \underline{U}_2 und \underline{U}_0 aus den Außenleiter-Neutralleiterspannungen \underline{U}_{L1} , \underline{U}_{L2} und \underline{U}_{L3} nach (2.3). Alternativ können hier die verketteten Spannungen \underline{U}_{L1L2} , \underline{U}_{L2L3} und \underline{U}_{L3L1} eingesetzt werden, was die symmetrischen Komponenten \underline{U}_{1V} , \underline{U}_{2V} und \underline{U}_{0V} liefert. Dabei gilt stets $\underline{U}_{0V} = 0$, da die verketteten Größen ein Dreieck bilden. Mit (2.15) lässt sich anschließend der komplexe Spannungsunsymmetrie-Faktor \underline{k}_{2V} für das Gegensystem angeben, wobei zu \underline{k}_{2U} der Zusammenhang in (2.16) besteht.

$$\underline{k}_{2V} = k_{2V} \cdot e^{j\theta_{2V}} \quad \text{mit } k_{2V} = \left| \frac{U_{2V}}{U_{1V}} \right| \cdot 100 \% \quad (2.15)$$

$$\underline{k}_{2V} = \underline{k}_{2U} \cdot e^{-j60^\circ} \quad (2.16)$$

Durch die Seitenverhältnisse des Spannungsdreiecks sind der Grad (k_{2V}) und die Art (θ_{2V}) der Spannungsunsymmetrie festgelegt [11]. Werden die Beträge der drei verketteten Spannungen auf eine Bezugsspannung (hier z.B. auf U_{L2L3}) normiert, lassen sich die Seitenverhältnisse folgendermaßen angeben:

$$U_{L1L2} : U_{L2L3} : U_{L3L1} = x : 1 : y \quad (2.17)$$

Die Zuordnung zwischen (x, y) und (k_{2V}, θ_{2V}) ist eineindeutig, d.h. bei Kenntnis von (x, y) lässt sich (k_{2V}, θ_{2V}) bestimmen und umgekehrt. In Abbildung 6 ist diese Beziehung anschaulich gra-

fisch dargestellt. Für konstante k_{2V} ($\triangleq k_U$ in der Abbildung) ergeben sich ellipsenähnliche Verläufe mit unendlich vielen Kombinationen von x und y . Erst der Schnittpunkt mit den Winkelgeraden von θ_{2V} ($\triangleq \theta_U$ in der Abbildung) ermöglicht die Angabe eines konkreten Punktes (x, y) . Daraus folgt im Umkehrschluss, dass die bloße Nennung von k_{2V} (bzw. k_{2U} nach IEC) ohne Kenntnis der Winkellage θ_{2V} nicht ausreichend ist. Besonders netzgekoppelte Asynchronmaschinen zeigen bei Spannungsunsymmetrien negative Betriebsbeeinflussungen, die in ihrer Ausprägung von der Phasenlage θ_{2V} abhängen. Eine ausführliche Untersuchung dazu ist in [12] zu finden.

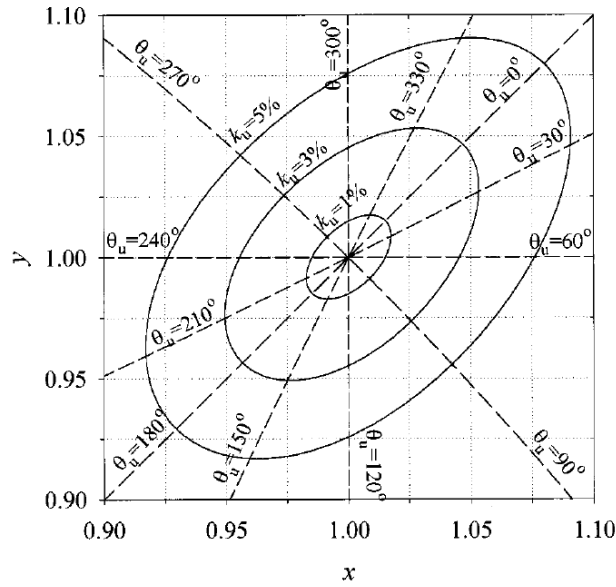


Abbildung 6: Darstellung der Spannungsunsymmetrie in der x-y-Ebene [11]

In bestimmten Fällen ist auch die Angabe von Stromunsymmetriefaktoren zweckdienlich:

$$\underline{k}_{2I} = \left| \frac{I_2}{I_1} \right| \cdot 100 \% \cdot e^{j\theta_{2I}} \quad (2.18)$$

$$\underline{k}_{0I} = \left| \frac{I_0}{I_1} \right| \cdot 100 \% \cdot e^{j\theta_{0I}}$$

Sie lassen sich ebenfalls durch die komplexen Spannungsunsymmetrie-Faktoren und die Lastimpedanzen im Bildbereich der symmetrischen Komponenten ausdrücken:

$$\underline{k}_{2I} = \frac{\underline{U}_2 / \underline{Z}_{2, \text{Last}}}{\underline{U}_1 / \underline{Z}_{1, \text{Last}}} = \frac{\underline{Z}_{1, \text{Last}}}{\underline{Z}_{2, \text{Last}}} \cdot \underline{k}_{2U} \quad (2.19)$$

$$\underline{k}_{0I} = \frac{\underline{U}_0 / \underline{Z}_{0, \text{Last}}}{\underline{U}_1 / \underline{Z}_{1, \text{Last}}} = \frac{\underline{Z}_{1, \text{Last}}}{\underline{Z}_{0, \text{Last}}} \cdot \underline{k}_{0U}$$

Insbesondere \underline{k}_{2I} ist bei der Untersuchung der Auswirkungen von Spannungsunsymmetrien auf rotierende elektrische Maschinen wegen $\underline{Z}_{1,Last} \gg \underline{Z}_{2,Last}$ von großer Bedeutung, da nach (2.19) selbst bei kleinen \underline{k}_{2U} große Werte für \underline{k}_{2I} resultieren [12].

Abschätzung von \underline{k}_{2U} aus Anschluss- und Kurzschlussleistung

Für statische Netze, d.h. Netze ohne dominanten Einfluss rotierender elektrischer Maschinen, gilt für die Netz-Quellimpedanzen näherungsweise $\underline{Z}_{1,Netz} \approx \underline{Z}_{2,Netz}$. Dadurch ist eine Abschätzung des Faktors \underline{k}_{2U} in Abhängigkeit von \underline{k}_{2I} , der Anschlussleistung S_A sowie der Kurzschlussleistung S_K am Verknüpfungspunkt möglich. Die Herleitung geht auf [13] zurück.

$$\underline{S}_A = 3 \cdot \underline{U}_1 \underline{I}_1^* \quad (2.20)$$

$$\underline{S}_K = \frac{3 \cdot \underline{U}_1 \underline{U}_1^*}{\underline{Z}_{1,Netz}} \approx \frac{3 \cdot \underline{U}_1 \underline{U}_1^*}{\underline{Z}_{2,Netz}} \quad (2.21)$$

$$\underline{k}_{2U} = \left| \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \right| = \frac{\underline{Z}_{2,Netz} \underline{I}_2}{\underline{U}_1} = \frac{3 \cdot \underline{U}_1 \underline{I}_1}{3 \cdot \underline{U}_1 \underline{I}_1} \frac{\underline{Z}_{2,Netz} \underline{I}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{S}_A}{\underline{S}_K} \underline{k}_{2I} \quad (2.22)$$

Die zu erwartende Spannungsunsymmetrie ist damit bei Kenntnis der den Netzabschnitt speisenden Betriebsmittel (Leitungen, Transformatoren) überschlagsmäßig berechenbar. Im worst-case einer Einphasenlast kann nach den Ausführungen in Kapitel 2.2 $\underline{k}_{2I} = 1$ gesetzt werden. Für den Fall, dass am betrachteten Netzanschlusspunkt neben passiven Lasten auch aktive Einspeiser, wie beispielsweise einphasige PV-Wechselrichter, angeschlossen werden, ist die Abschätzung nach (2.22) nicht anwendbar. Stattdessen muss für die jeweilige Anschlusssituation eine Berechnung der zu erwartenden Unsymmetriefaktoren durchgeführt werden. Eine solche Berechnung wird exemplarisch in Kapitel 2.4 vorgestellt.

2.3.2 NEMA-Definition und IEEE-Definition

Zwei weitere, vom Prinzip identische Definitionen von Unsymmetrie-Faktoren liefern die NEMA und der IEEE. Sie setzen die maximale Abweichung der verketteten Spannungen (NEMA) bzw. Phasenspannungen (IEEE) von deren jeweiligen arithmetischen Mittelwerten in Bezug zu diesen Mittelwerten. Die Faktoren werden LVUR (line voltage unbalance rate) bzw. PVUR (phase voltage unbalance rate) genannt [14]:

$$\begin{aligned} LVUR &= \frac{\Delta U_{\max,LL}}{\bar{U}_{LL}} \cdot 100 \% \\ PVUR &= \frac{\Delta U_{\max,ph}}{\bar{U}_{ph}} \cdot 100 \% \end{aligned} \quad (2.23)$$

Beide Methoden bieten den Vorteil, dass selbst bei unbekannten Phasenlagen und ohne komplexe Rechenschritte über die symmetrischen Komponenten eine Aussage zu den Unsymmetrieverhältnissen getroffen werden kann.

2.3.3 CIGRÉ-Definition

Eine verglichen mit (2.23) genauere Approximation von k_{2U} ist mit der CIGRÉ-Definition möglich, die ebenfalls bei Unkenntnis der Phasenlagen angewendet werden kann [15]:

$$k'_{2U} = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6n}}{1 + \sqrt{3 - 6n}}} \cdot 100 \% \quad \text{mit } n = \frac{U_{L1L2}^4 + U_{L2L3}^4 + U_{L3L1}^4}{(U_{L1L2}^2 + U_{L2L3}^2 + U_{L3L1}^2)^2} \quad (2.24)$$

Es ist zu beachten, dass (2.24) nur für Unsymmetrie-Faktoren < 1 Gültigkeit hat und die Grundschwingungseffektivwerte der verketteten Spannungen einzusetzen sind [13].

2.4 Berechnung der Spannungsunsymmetrie für ein Beispielnetz

Zur Einschätzung des tatsächlichen Ausmaßes von Spannungsunsymmetrien und für die Identifizierung der relevanten Einflussgrößen dient die nachfolgende Betrachtung. Hierbei sollen für die beispielhafte Anlagenkonfiguration aus Abbildung 7 die Unsymmetriefaktoren k_{2U} und k_{0U} berechnet werden.

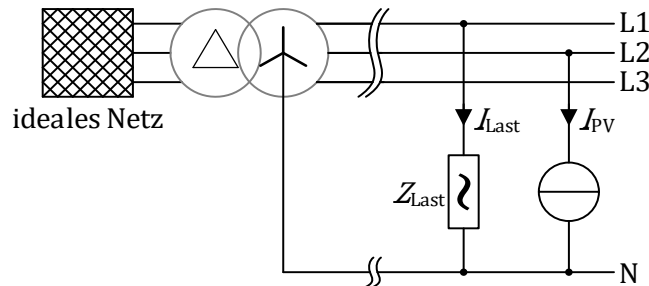


Abbildung 7: Anlagenkonfiguration mit einphasiger Last und Einspeisung zur Bestimmung der Unsymmetriefaktoren

Das speisende Netz kann als spannungssymmetrisch und ideal angenommen werden, sodass die Netzimpedanz $\underline{Z}_{\text{Netz}}$ allein vom Transformator und dem Leitungsstück bis zur Lastsammelschiene bestimmt wird. An der Sammelschiene erfolgt an Außenleiter L1 der Anschluss einer passiven Einphasenlast $\underline{Z}_{\text{Last}}$ und an L2 eines PV-Wechselrichters, der den Strom I_{PV} einspeist. Die Konfiguration kann durch Anwendung von (2.3) und (2.12) in den Bildbereich der symmetrischen Komponenten überführt und wie in Abbildung 8 dargestellt werden. Daraufhin lassen sich die Spannungen in den drei Komponentensystemen nach (2.25) bis (2.27) berechnen.

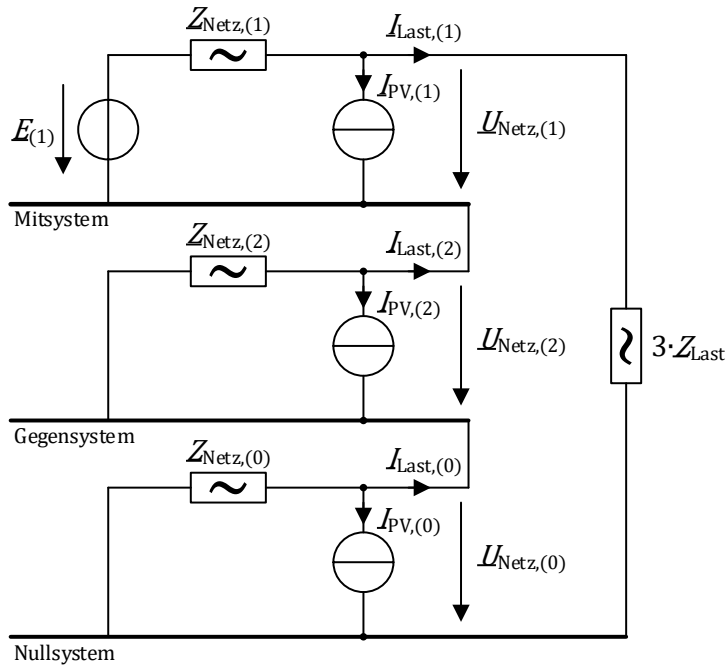


Abbildung 8: Anlagenkonfiguration aus Abbildung 7 in symmetrischen Komponenten

$$\underline{U}_{\text{Netz,(1)}} = \underline{E}_{(1)} - \underline{Z}_{\text{Netz,(1)}} \cdot (\underline{I}_{\text{PV,(1)}} + \underline{I}_{\text{Last,(1)}}) \quad (2.25)$$

$$\underline{U}_{\text{Netz,(2)}} = -\underline{Z}_{\text{Netz,(2)}} \cdot (\underline{I}_{\text{PV,(2)}} + \underline{I}_{\text{Last,(2)}}) \quad (2.26)$$

$$\underline{U}_{\text{Netz,(0)}} = -\underline{Z}_{\text{Netz,(0)}} \cdot (\underline{I}_{\text{PV,(0)}} + \underline{I}_{\text{Last,(0)}}) \quad (2.27)$$

mit

$$\underline{I}_{\text{Last,(1)}} = \underline{I}_{\text{Last,(2)}} = \underline{I}_{\text{Last,(0)}} = \dots \quad (2.28)$$

$$\frac{\underline{E}_{(1)} - \underline{Z}_{\text{Netz,(1)}} \cdot \underline{I}_{\text{PV,(1)}} - \underline{Z}_{\text{Netz,(2)}} \cdot \underline{I}_{\text{PV,(2)}} - \underline{Z}_{\text{Netz,(0)}} \cdot \underline{I}_{\text{PV,(0)}}}{\underline{Z}_{\text{Netz,(1)}} + \underline{Z}_{\text{Netz,(2)}} + \underline{Z}_{\text{Netz,(0)}} + 3\underline{Z}_{\text{Last}}}$$

Die Netzimpedanzen sind in Abhängigkeit der Kurzschlussleistung S_K skaliert (siehe dazu (2.21)), die sich für die Untersuchung über einen Bereich von 100 bis 500 kVA erstreckt. Innerhalb dieses Bereichs wird das Verhältnis der symmetrischen Impedanzen zueinander vereinfachend als konstant angenommen. Zur Ermittlung praxisnaher, absoluter Bezugsgrößen dient das in Kapitel 6 beschriebene Labor-Subnetz in Verbindung mit dem in Kapitel 3.4.2 vorgestellten Messverfahren.

Neben der Kurzschlussleistung werden die Grundswingungs-Leistungsfaktoren $\cos(\varphi)$ des PV-Wechselrichters und der Last variiert. Sie bilden insgesamt sechs zu untersuchende, realitätsnahe Lastszenarien, die in Tabelle 2 zusammengetragen sind.

Tabelle 2: Untersuchte Lastszenarien bei der Berechnung der Spannungsunsymmetrie

	$\cos(\varphi_{\text{Last}}) = 1$	$\cos(\varphi_{\text{Last}}) = 0,9 \text{ ind.}$	$\cos(\varphi_{\text{Last}}) = 0,9 \text{ kap.}$
$\cos(\varphi_{\text{PV}}) = 1$	Szenario 1	Szenario 2	Szenario 3
$\cos(\varphi_{\text{PV}}) = 0,9 \text{ ind.}$	Szenario 4	Szenario 5	Szenario 6

Die Einspeiseleistung des Wechselrichters ist dabei jeweils auf die maximal zulässigen 4,6 kVA festgelegt. Da diese das Produkt aus Strom und Klemmenspannung am Anschlusspunkt ist und letztere bedingt durch die Spannungsfälle an den Netzimpedanzen wiederum vom Strom abhängt, lässt sich der notwendige Strom nicht geschlossen analytisch angeben. Bei einem realen Wechselrichter sorgt eine Regelschleife dafür, dass die Übergabeleistung sowohl in Betrag und Winkel an den Sollwert herangeführt wird. Ersatzweise kommt hier ein manueller, iterativer Lösungsweg zum Einsatz, bei dem sich mit je zwei Korrekturfaktoren für Stromamplitude und -phase die geforderten Schein- und Wirkleistungswerte einstellen lassen.

Auf Basis des gewünschten $\cos(\varphi_{\text{Last}})$ erfolgen bei der Einphasenlast die Festlegung der Verhältnisse zwischen Wirk- und Blindwiderstand. Beim Betrag ist darauf zu achten, dass für das Szenario mit der höchsten Phasenspannung an L1 die erlaubte einphasige Scheinleistung von ebenfalls 4,6 kVA nicht überschritten wird. Sie kann bei den restlichen Szenarien also geringfügig darunter liegen.

Die Untersuchungsergebnisse sind in Abbildung 9 für den Unsymmetriegrad des Gegensystems und in Abbildung 10 für das Nullsystem (nach Definition (2.13)) dargestellt. Den größten Einfluss hat in beiden Fällen die zur Netzimpedanz umgekehrt proportionale Kurzschlussleistung. Darüber hinaus ist eine Abhängigkeit von den Lastszenarien erkennbar. Den günstigsten Fall stellt bzgl. k_{2U} Szenario 3 dar, da hier bis hinunter zu $S_{K,\min} \cong 335 \text{ kVA}$ der Grenzwert von 2 % (laut DIN EN 50160) eingehalten wird. Gleichzeitig bildet es den ungünstigsten Fall für k_{0U} , obwohl auch hier bei Einhaltung der Mindest-Kurzschlussleistung $S_{K,\min}$ die 2 %-Grenze sicher eingehalten wird. Interessanterweise führt die häufig anzutreffende Praxis, den PV-Wechselrichter zum Zwecke der Spannungsabsenkung mit $\cos(\varphi_{\text{PV}}) = 0,9 \text{ ind.}$ zu betreiben dazu, dass k_{2U} ggü. $\cos(\varphi_{\text{PV}}) = 1$ in allen Lastfällen (Szenario 4 bis 6) geringfügig steigt.

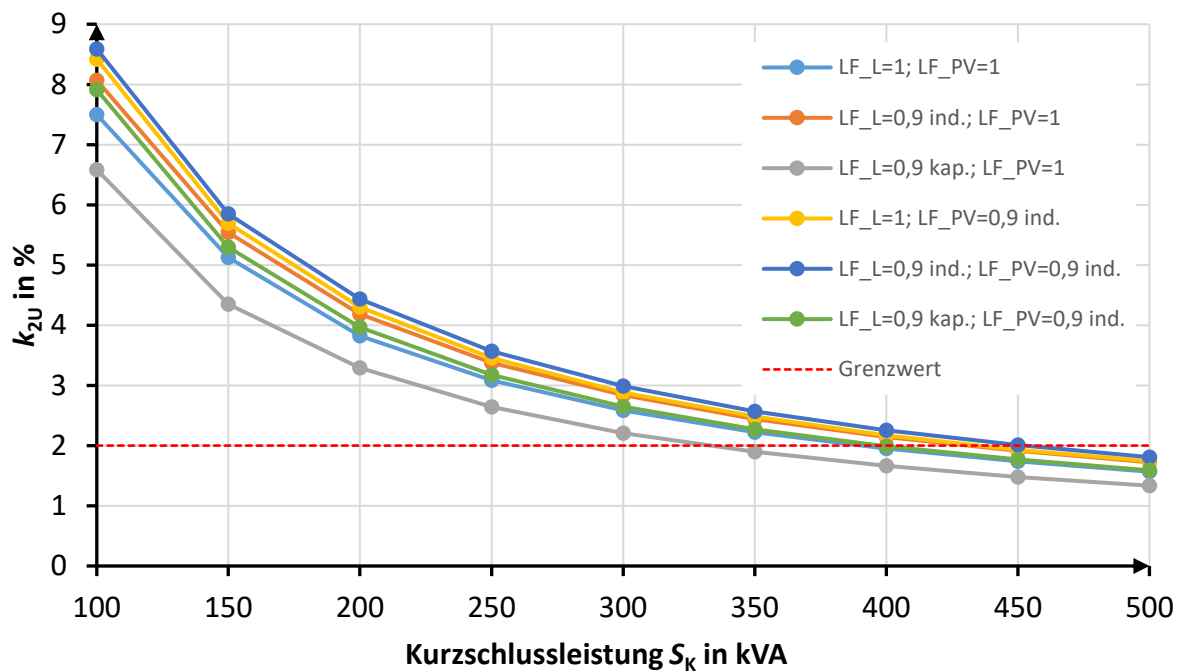


Abbildung 9: Gegensystem Unsymmetriegrad bei einphasiger Einspeisung und Last auf unterschiedlichen Außenleitern mit jeweils 4,6 kVA für verschiedene Kombinationen von Grundschwingungs-Leistungsfaktoren in Abhängigkeit der Netz-Kurzschlussleistung

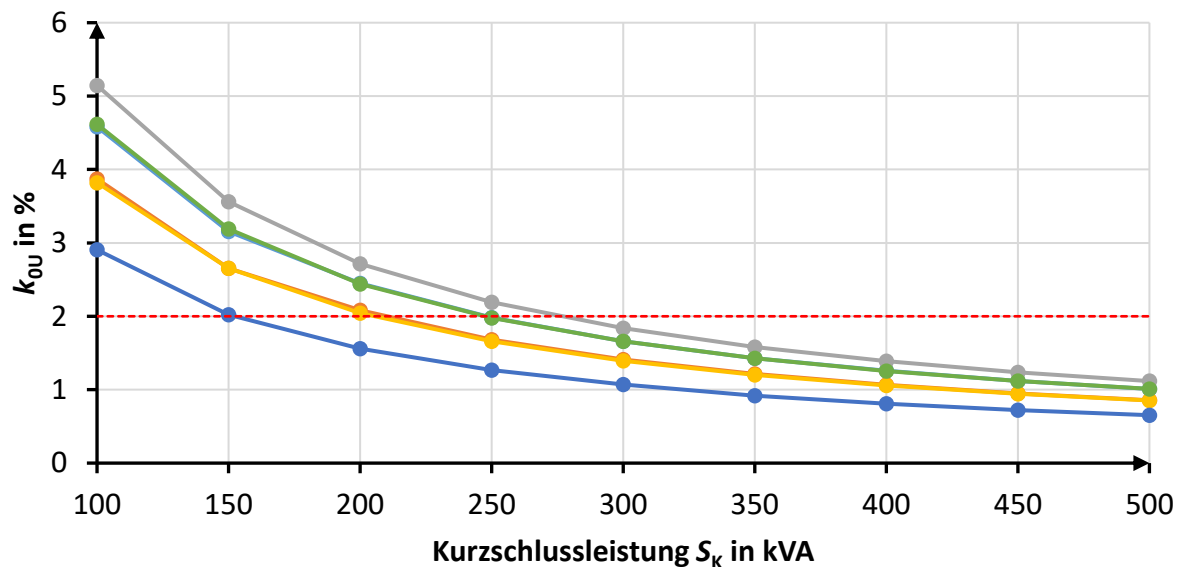


Abbildung 10: Wie Abbildung 9 mit Darstellung des Nullsystem-Unsymmetriegrades

Insgesamt ist festzuhalten, dass im Regelfall die Grenzwertverletzung von k_{2U} früher als die von k_{0U} eintritt, was mit der meist kleineren Nullimpedanz erklärt werden kann. Der Trafo des Labornetzes war bei der Vermessung der Netzimpedanz sekundärseitig in „Stern“ geschaltet. Eine ebenfalls mögliche Verschaltung als Zick-Zack Wicklung hätte hier bzgl. des Nullsystems zu noch günstigeren Verhältnissen geführt.

2.5 Auswirkungen von Unsymmetrien im Niederspannungsnetz

Im Allgemeinen werden bei der Netzauslegung und der Abschätzung von Netzverlusten symmetrische Lastverhältnisse unterstellt. In [7] durchgeführte Untersuchungen zeigen jedoch, dass dabei die berechnete Verlustenergie gegenüber dem realen Wert über ein Jahr betrachtet um bis zu 13,8 % zu klein ausfällt. Gegenstand war hier ein typisches Ortsverteilnetz mit 75 Hausanschlüssen und hoher Durchdringung mit PV und E-Fahrzeugen. Dazu sei auf [16] verwiesen, wo der Begriff der „Unsymmetrie-Blindleistung“ eingeführt wird. Sie senkt den Wirkungsgrad der Übertragung und führt im Falle der einphasigen Last zu dreifach höheren Verlusten – verglichen mit einem symmetrischen, dreiphasigen Verbraucher, der die gleiche Wirkleistung bezieht. Außerdem werden Spannungsbandverletzungen bei idealisierter symmetrischer Betrachtung (über das Mitsystem) deutlich seltener registriert als sie in den Einzelphasenspannungen tatsächlich auftreten (18 Fälle ggü. 3391 Fälle im Viertelstundenmittel innerhalb eines Jahres). Kann auf die Lasten keinen Einfluss genommen werden, bleibt als konventionelle Gegenmaßnahme nur ein kostspieliger Netzausbau, bei dem zusätzliche Transformatoren und Leitungen installiert werden. Durch Mehrfacheinspeisung und Vermaschung steigt die Kurzschlussleistung S_K und damit die Spannungssteifigkeit des Netzes [17].

Im Zusammenhang mit den Unsymmetriefaktoren in Kapitel 2.3.1 wurde bereits auf die Problematik beim Anschluss rotierender elektrischer Maschinen – insbesondere Asynchronmaschinen – an Netze mit Spannungsunsymmetrie hingewiesen. Neben gesteigerten Verlusten und schlechterer Maschineneffizienz [18] manifestiert sich die Unsymmetrie auch mechanisch als Drehmomentschwankung [5], [19].

Werden schaltungs- oder regelungstechnisch keine Maßnahmen ergriffen, treten bei Dreiphasenwechselrichtern auf der AC-Seite niederfrequente ungerade Strom- und auf der DC-Seite gerade Spannungsharmonische auf [20]. Als Abhilfe existieren spezielle Ansteuerstrategien, die den Wechselrichter ggü. Spannungsunsymmetrien robuster machen. Dabei muss eine Entscheidung getroffen werden, ob sich der Wechselrichter bzgl. der AC- oder der DC-Seite günstig verhalten soll [21]. Günstig im ersten Fall heißt, dass auch bei Unsymmetrie ein grundfrequenter Mitsystemstrom fließt, während auf der DC-Seite Pendelleistungen auftreten [22]–[24]. Diese beeinflussen die Größe der Zwischenkreiskapazität [25]. Im zweiten Fall führen Ansteuerstrategien zugunsten der DC-Seite dazu, dass die aufgenommene Leistung konstant ist. Sie muss allerdings mit zusätzlich aufgenommenen Stromharmonischen (bei der „Instantaneous Active-Reactive Control“ – IARC [26]) oder einem Gegensystemstrom erkaufte werden [27]. Die Verfahren tragen die Bezeichnung „direct current control“, bzw. „constant power control“.

2.6 Maßnahmen zur Behandlung von Unsymmetrien

Unsymmetrische Belastungszustände in Drehstromnetzen stellen ein Problem dar, für das bereits kurz nach der Entwicklung von Mehrphasensystemen erste technische Lösungen erarbeitet wurden. Die Maßnahmen lassen sich in passive und aktive Verfahren unterteilen, welche im Folgenden mit den bekanntesten Vertretern vorgestellt und mit Fokus auf die aktiven Verfahren in ihrer Funktionsweise beschrieben werden.

2.6.1 Passive Verfahren

Passive Verfahren verwenden ausschließlich die Bauelemente Transformator, Drossel und Kondensator. Die daraus abgeleiteten Anordnungen sollen als spezielle Trafoschaltgruppen entweder einen vorgelagerten Dreileiter-Netzabschnitt vom Verbraucher-Nullstrom entkoppeln, oder ausgedehnte Vierleiter-Netzsegmente zur Reduzierung von Übertragungsverlusten von diesem entlasten. Das Strom-Gegensystem wird von den Schaltgruppen nicht beeinflusst. Daneben existieren verschiedene „Trickschaltungen“ mit Blindwiderständen, die einem unsymmetrischen, hier einphasigen Verbraucher derart zugeschaltet werden, dass aus Netzsicht eine reine Mitsystemlast generiert wird. Hierbei wird die Symmetriebedingung nur bei einem bestimmten Last-Wirkwiderstand erfüllt.

2.6.1.1 Trafoschaltgruppen

Die beiden im Bereich der Niederspannungsverteilnetze am häufigsten anzutreffenden Transformatorschaltgruppen mit voller Sternpunktbelastbarkeit – „Dreieck-Stern-Schaltung“ und „Stern-Zickzack-Schaltung“ sind in Abbildung 11 bzw. Abbildung 12 dargestellt. Daneben kommen die „Stern-Stern-Schaltung mit Dreieck-Ausgleichswicklung“ ($Yyn0+d$) sowie bei kleinen überspannungsseitigen Bemessungsspannungen die „Dreieck-Zickzack-Schaltung“ ($Dzn6$) zum Einsatz. Ihnen ist gemein, dass auch im Falle einer Einphasenlast im Trafokern Durchflutungsausgleich erreicht wird und sich – mit Ausnahme der unvermeidbaren Streuflüsse – keine Magnetfeldlinien außerhalb des Kerns schließen müssen [17].

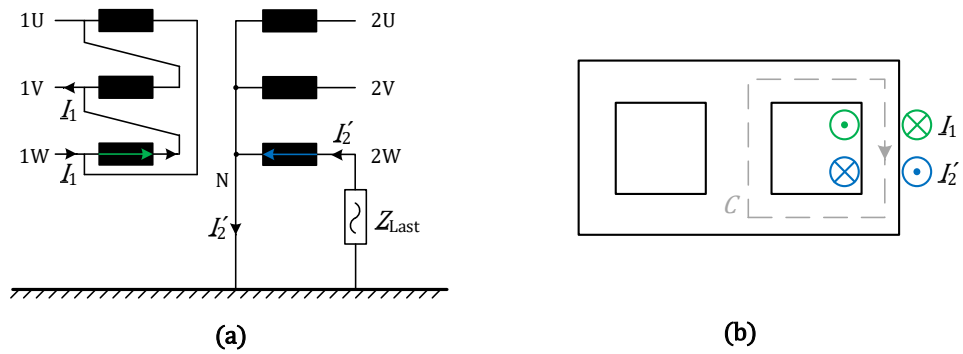


Abbildung 11: Schaltung (a) und Durchflutungen (b) eines Dyn5-Transformators bei unsymmetrischer Belastung [12]

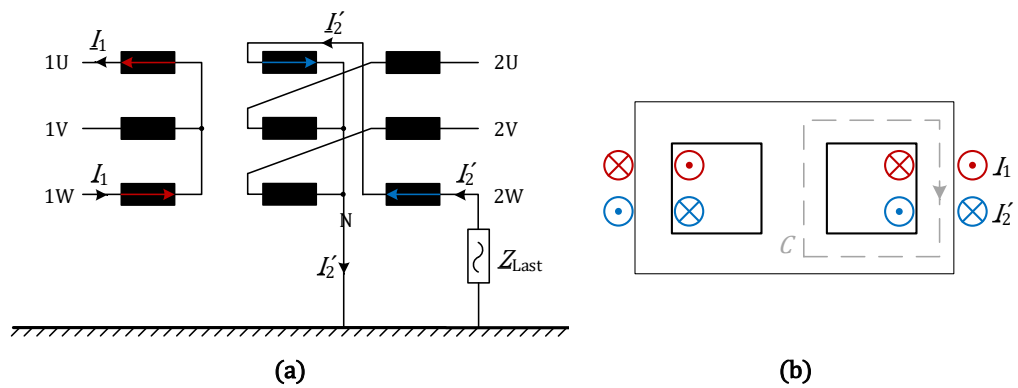


Abbildung 12: Schaltung (a) und Durchflutungen (b) eines Yzn5-Transformators bei unsymmetrischer Belastung [12]

Wie jedes andere Netzelement können die verschiedenen Schaltgruppen in den Bildbereich der symmetrischen Komponenten überführt und als solche mit einer beliebigen Lastsituation verknüpft und analysiert werden. Aus Sicht eines Nullsystemstroms, der die drei Sekundärwicklungen phasengleich durchströmt, bietet die Zickzack-Schaltung die kleinste Nullimpedanz, da sich die Flüsse bereits innerhalb der Sekundärseite ausgleichen. Die Impedanz ist daher nahezu unabhängig von der Verschaltung der Trafo-Oberspannungsseite [16].

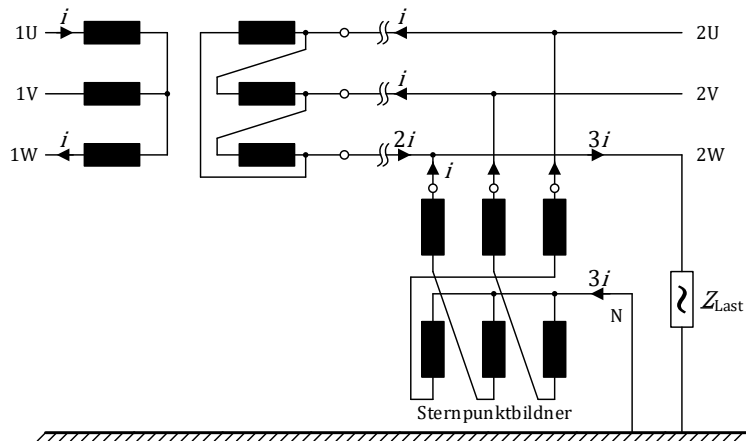


Abbildung 13: Sternpunktbildner in Zickzack-Schaltung mit Stromflüssen bzw. -aufteilung bei unsymmetrischer Belastung [16]

Ebenfalls lässt sich die Zickzack-Schaltung bei sog. Sternpunktbildnern, wie in Abbildung 13 dargestellt, nutzen. Diese speziellen Drosselspulen stellen für den Nullstrom einen niederimpedanten Pfad dar, sodass der vorgelagerte Netzabschnitt nur noch bisymmetrisch, d.h. mit einem Mit- und Gegensystemstrom belastet wird. Dadurch kann auf den Neuralleiteranschluss beim speisenden Trafo verzichtet werden oder es können Schaltgruppen mit sekundärseitiger Dreieckwicklung zum Einsatz kommen. Durch die Entlastung vom Nullstrom steigt die Übertragungskapazität, was besonders für große Distanzen zwischen Speisetrafo und Sternpunktbildner von Bedeutung ist [16].

2.6.1.2 „Trickschaltungen“

Vorzugsweise werden leistungsstarke Verbraucher direkt mit Drehstrom versorgt. In den Fällen, in denen das aufgrund der Funktionsweise des Gerätes oder Abnehmers nicht möglich ist, kommen passive Symmetrierschaltungen zum Einsatz. Anwendungsbereiche sind Netzfrequenz-Induktionsöfen für die metallurgische Industrie, elektrisch beheizte Glasschmelzwannen, aber auch Einphasenmotoren – allesamt Lasten, die mit Leistungen bis in den hohen Megawattbereich betrieben werden [16].

Die Schaltungen transformieren eine unsymmetrische einphasige in eine symmetrische Dreiphasenlast. Dazu werden, wie in Abbildung 14 dargestellt, auf die Last abgestimmte Zusatz-Blindwiderstände in Form von Drosseln und Kondensatoren installiert, die eine Verbindung zu den ursprünglich unbeteiligten Außenleitern herstellen. Dabei können die Lasten sowohl zwischen zwei Außenleitern, als auch zwischen Außenleiter und (künstlich gebildetem Sternpunkt) angeschlossen sein.

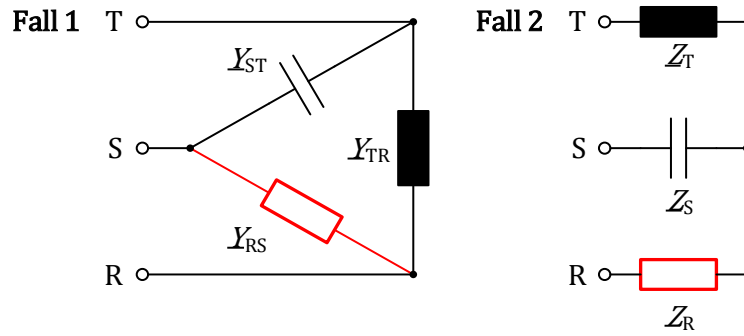


Abbildung 14: Symmetrierschaltung nach Steinmetz für eine Einphasenlast. Admittanz zwischen zwei Außenleitern (Fall 1) und Phasenimpedanz (Fall 2)

Im ersten Fall sind für eine vollständige Symmetrierung die Bedingungen in (2.29) einzuhalten.

$$B_{ST} = \omega_n \cdot C_{ST} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot G_{RS} \quad (2.29)$$

$$B_{TR} = -\frac{1}{\omega_n \cdot L_{TR}} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot G_{RS}$$

mit

$$G_{RS} = \frac{P_{RS}}{U_{RS}^2} \quad B_{RS} = 0 \quad (2.30)$$

Für die Phasenlast im zweiten Fall gilt:

$$X_S = \omega_n \cdot L_S = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot R_R \quad (2.31)$$

$$X_T = -\frac{1}{\omega_n \cdot C_T} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot R_R$$

mit

$$R_R = \frac{P_R}{I_R^2} \quad X_R = 0 \quad (2.32)$$

Zu beachten ist, dass die Last als reiner Wirkleitwert/-widerstand angenommen wird. Bei der häufiger anzutreffenden ohmsch-induktiven Mischbelastung erfolgt zunächst eine passive Blindleistungskompensation mit Parallelkapazitäten an der einphasigen Last. Aufgrund identischer Beträge der Blindleitwerte bzw. -widerstände ist die Blindleistung innerhalb der symmetrierten Last ausgeglichen, sodass vom Netz nur Wirkleistung bezogen wird. Nachteilig bei dieser Auslegung ist jedoch der sich ausbildende, auf ω_n abgestimmte Reihenschwingkreis, wenn Außenleiter T (Fall 1), bzw. R (Fall 2) unterbrochen wird.

2.6.2 Aktive Verfahren

Unter den aktiven Verfahren werden Methoden zur Beeinflussung von Unsymmetrien subsummiert, die auf Basis gesteuerter Spannungs- und Stromquellen arbeiten. Schaltungstechnisch sind sie in der Regel leistungselektronisch umgesetzt. Art und Umfang ihrer Funktion wird durch die verwendete Ansteuer- und Regelstrategie bestimmt. Dadurch sind sie verglichen mit den passiven Verfahren aus 2.6.1 deutlich flexibler einsetzbar und können leicht auf sich ändernde Lastsituationen reagieren bzw. eingestellt werden.

Die zwei nachfolgend vorgestellten Prinzipien sind auch im Bereich der elektrischen Energieübertragung als Vertreter sog. FACTS in Hochspannungsnetzen bekannt [17]. Hier liegt der Fokus auf der Beeinflussung der Wirkleistungsflüsse, bzw. der Spannungshaltung im Mitsystem, wohingegen in Niederspannungs-Verteilnetzen die Behandlung von Unsymmetrien – als ein Merkmal der Spannungsqualität – im Vordergrund steht.

2.6.2.1 Serienspannungsquellen

In Abbildung 15 ist das Einliniendiagramm eines Netzes mit Innenimpedanz dargestellt, bei dem zwischen Last und Netzanschlusspunkt eine gesteuerte Serienspannungsquelle $\underline{U}_{\text{Serie}}$ eingeschleift ist. Mit dieser Anordnung kann die Spannung $\underline{U}_{\text{Last}}$ von $\underline{U}_{\text{Netz}}$ (und dem Laststrom $\underline{I}_{\text{Last}}$) entkoppelt werden. Wenn jeder Außenleiter in einem Dreiphasensystem über eine unabhängig einstellbare Serienspannungsquelle verfügt, lassen sich unsymmetrische Quellspannungen aus Sicht der Last vollständig kompensieren.

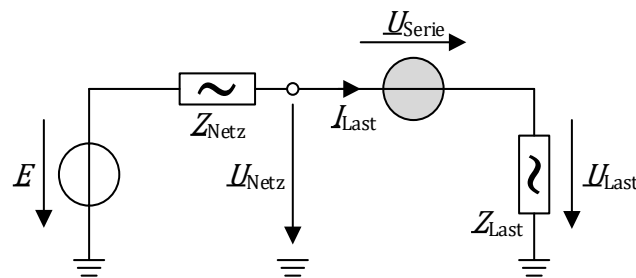


Abbildung 15: Einliniendiagramm einer Spannungsquelle mit Innen-Impedanz und eingefügter Serienspannungsquelle

Da i.A. nur kleine Differenzspannungen aufgebracht werden müssen, kann die Bemessungs-Scheinleistung der Serienspannungsquelle verglichen mit der Scheinleistung der Last klein sein. Zu beachten ist, dass die Quelle auf keine dedizierte externe Energiezufuhr angewiesen ist,

sofern $\underline{U}_{\text{Serie}}$ orthogonal auf $\underline{I}_{\text{Last}}$ steht². In diesem Fall entspricht die Anordnung formal einem SSSC (Static Synchronous Series Compensator) aus dem Bereich der elektrischen Energieübertragung und liefert nur Blindleistung.

2.6.2.2 Shuntstromquellen (Parallelstromquellen)

Im Gegensatz zur Serienspannungsquelle ist eine parallel zur Last angreifende Shuntstromquelle in der Lage, unsymmetrische Lastströme aus Sicht des Netzes zu kompensieren. Dazu wird das Einliniendiagramm aus Abbildung 16 gedanklich wieder auf drei Außenleiter erweitert. Wenn jede der drei Stromquellen unabhängig agieren kann und ein Energieaustausch untereinander möglich ist, lässt sich der Strom aktiv von den stark belasteten auf die nicht oder schwach belasteten Außenleiter verlagern. Die Bemessungsscheinleistung der Shuntstromquellen liegt daher in der gleichen Größenordnung wie die der Last.

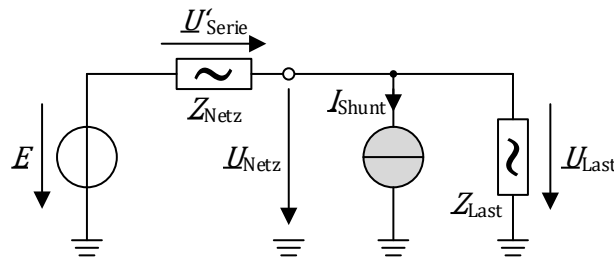


Abbildung 16: Einliniendiagramm einer Spannungsquelle mit Innen-Impedanz und einer am Lastanschlusspunkt angreifenden Shuntstromquelle

Neben der Kompensationsaufgabe können die drei Quellen zusätzlich als symmetrischer Verbraucher oder Einspeiser auftreten. Mit Einschränkungen ist außerdem ein Verhalten wie bei der Serienspannungsquelle herbeizuführen, indem $\underline{I}_{\text{Shunt}}$ mit Hilfe der Netzimpedanz den Spannungsfall $\underline{U}'_{\text{Serie}}$ gezielt beeinflusst. Damit ist bei ausreichend großem Kompensationsstrom und nicht zu kleiner Netzimpedanz auch eine unsymmetrische Quellsituation kompensierbar.

Die Anordnung entspricht formal einem STATCOM (Static Compensator) aus der Betriebsmittelgruppe der FACTS. Durch Zusammenschalten von SSSC und STATCOM entsteht der UPFC (Unified Power Flow Controller) und – projiziert auf die Niederspannungs-Verteilnetze – der UPQC (Unified Power Quality Conditioner)

² Allfällige Verluste können durch eine geringfügige Abweichung der Phasenverschiebung (zwischen $\underline{U}_{\text{Serie}}$ und $\underline{I}_{\text{Last}}$) von 90° dem Hauptpfad entnommen werden.



3 Unsymmetriekompensation auf Basis einer Netzspannungsmessung

In Niederspannungsnetzen mit niedrigen Lastdichten (z.B. in ländlichen Bereichen) ist vorwiegend die sog. Strahlentopologie nach Abbildung 17 anzutreffen. Sie zeichnet sich durch eine einfache Betriebsführung bei niedrigen Investitions- und Instandhaltungskosten, aber mäßiger Zuverlässigkeit aus [28]. Durch die kaum vorhandene Vermaschung und die aus einer gemeinsamen Netzstation versorgten, mitunter langen Stichleitungen, können beim Anschluss großer Last-/Erzeugereinheiten jedoch erhebliche Spannungsschwankungen auftreten [29]. Der Einsatz eines Unsymmetriekompensators ist in einer solchen Netzsituation daher realistisch und wird nachfolgend angenommen.

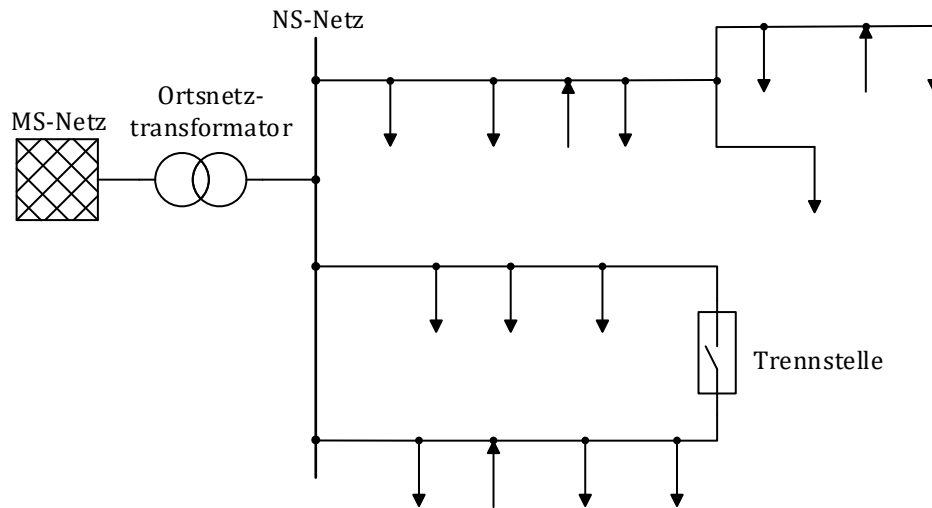


Abbildung 17: Niederspannungsnetz in Strahlennetzstruktur bei offener bzw. mit Ringnetzstruktur bei geschlossener Trennstelle [12]

Eine getroffene Annahme ist, dass die Netzelemente struktursymmetrisch oder versymmetriert sind, d.h. die Impedanzmatrizen im Originalbereich sind entweder diagonalsymmetrisch (Transformatoren, Leitungen) oder zumindest zyklischsymmetrisch (rotierende Maschinen) [28]. Dadurch ist im Bildbereich der symmetrischen Komponenten eine Entkopplung der drei Systeme und damit für die Spannungsfälle entlang eines Netzelements eine Darstellung nach (3.1) möglich.

$$\begin{bmatrix} \Delta \underline{U}_{(1)} \\ \Delta \underline{U}_{(2)} \\ \Delta \underline{U}_{(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_{(0)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_{(1)} \\ \underline{I}_{(2)} \\ \underline{I}_{(0)} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Diese berücksichtigt nur die Längsimpedanzen, die durch die Eigenimpedanzen der Phasenleiter sowie induktive Koppelimpedanzen zwischen den Leitern gebildet werden. Queradmittanzen, hervorgerufen durch Leckstrompfade und kapazitive Kopplungen, werden vernachlässigt,

da die mit ihnen verbundenen Ströme im Vergleich zu den Betriebsströmen klein sind. Entsprechende Untersuchungen, die das Nichtberücksichtigen im Zusammenhang mit Niederspannungsnetzen untermauern, sind in [30], [31] zu finden.

3.1 Grundprinzip

Die Unsymmetriekompensation erfolgt nach dem Schaltungsprinzip der Shuntstromquelle (Kapitel 2.6.2.2), da die Versymmetrierung unsymmetrischer Lastströme im Vordergrund steht. Im Gegensatz zur Serienkompensation wird damit nicht primär die Wirkung (Spannungsunsymmetrie), sondern deren Ursache bekämpft.

Für die Generierung der Kompensationsstromsollwerte gibt es verschiedene Möglichkeiten. Einerseits können die Lastströme gemessen und nach Herausfiltern der Unsymmetrie dem Kompensator zugeführt werden. Diese Form der Störgrößenaufschaltung („feedforward“ nach [32]) versymmetriert nur die Lastströme, d.h. eine etwaig vorhandene Unsymmetrie in den Quellspannungen bleibt bestehen. Zur Erfassung des Laststroms werden entsprechend positionierte Messglieder benötigt. Andererseits kann bei Verzicht dieser Messstellen die Stromunsymmetrie auch indirekt über eine (ohnehin vorhandene) Spannungsmessung erfasst werden.

Bei der indirekten Methode bilden die Spannungsmessung, der Regler zur Überführung in Kompensationsstromsollwerte und die Shuntstromquelle als Stellglied zusammen mit der Netzimpedanz einen geschlossenen Regelkreis. Daher birgt das alternative Verfahren mit Rückkopplung grundsätzlich die Gefahr von Instabilitäten.

In [32] wird ein solches „feedback“-Verfahren beschrieben, dass ein Proportionalglied zwischen der gefilterten Netzspannung und der Sollwertvorgabe aufweist. Der Fokus liegt dort auf dem Betrieb als aktives Oberschwingungsfilter, sodass das Netzspannungsfilter in erster Linie die Spannungs Oberschwingungen extrahiert. Durch die Proportional-Reglerverstärkung nimmt die Quelle am Netzanschlusspunkt für die extrahierten Bestandteile das Verhalten eines Wirkleistungswertes an, d.h. sie fungiert als selektive virtuelle Admittanz. Prinzipiell ist bei Anpassung der Filter auch eine Abschwächung von Spannungsunsymmetrien erzielbar.

Ebenso wird in [33] das Konzept der virtuellen Admittanz für eine gezielte Unsymmetriekompensation aufgegriffen und um einen Blindleitwert erweitert. Wie zuvor darf der Admittanzbetrag für einen stabilen Betrieb nicht zu groß gewählt werden, sodass zwangsweise eine Restunsymmetrie verbleibt. In der vorliegenden Arbeit erfolgt die Kompensation mit einer Hilfsadmittanz, die dem Netz nachempfunden ist und einem Integralregler. Damit ist ein stabiler Betrieb möglich, während die Unsymmetrie stationär genau zu null geregelt werden kann.

Die indirekten Verfahren kompensieren sowohl unsymmetrische Lastströme, als auch unsymmetrische Quellspannungen (siehe dazu 2.6.2.2). Prinzipbedingt ist keine Unterscheidung seitens des Kompensators möglich, sodass bei kleiner Netzimpedanz und unzureichender Bemessungsleistung der Kompensator überlastet werden kann. Daher wird ein Verfahren entwickelt, dass unter Beibehaltung der Integral-Regelungsstruktur eine Teilkompensation mit reduziertem Strom ermöglicht.

3.2 Vierleiterwechselrichter mit idealisierter DC-Quelle

Den Grundbaustein für die Kompensationsaufgabe bildet hardwareseitig der in Abbildung 18 dargestellte Vierleiterwechselrichter. Als Stellglied ist dieser in der Lage, Ströme im Mit-, Gegen- und Nullsystem in das Netz einzuspeisen. Neben der Kompensation von Netzspannungsunsymmetrien ist damit ein Austausch von Wirkleistung zwischen AC- und DC-Seite möglich. Letztere wird zunächst idealisiert als zwei Spannungsquellen aufgefasst, was für die ab Kapitel 3.3 folgenden Systembeschreibungen ausreichend ist.

Da der Wechselrichter eigens zur Erprobung der angesprochenen Kompensationsstrategie entwickelt und bisher nicht anderweitig dokumentiert wurde, erfolgt zunächst die Beschreibung einzelner Auslegungsschritte. Hierzu werden das LCL-Filter und die Basis-Netzstromregelung betrachtet, da insbesondere diese Subsysteme Einfluss auf die Betriebsgrenzen und das Verhalten zeigen.

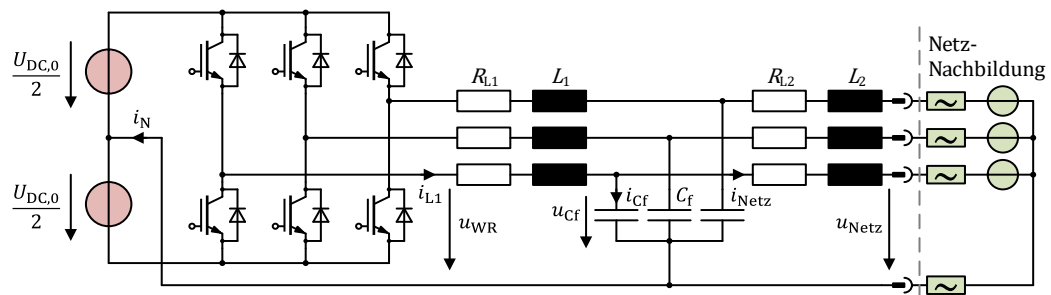


Abbildung 18: Topologie des verwendeten Vierleiter-Wechselrichters mit LCL-Netzfilter. Die Speisung erfolgt hier aus zwei idealen Gleichspannungsquellen

3.2.1 Dimensionierung des LCL-Filternetzwerks

Der Wechselrichter ist mit dem Niederspannungsnetz über ein LCL-Filternetzwerk gekoppelt. Ein solches wird insbesondere bei Leistungen im zweistelligen Kilowattbereich bevorzugt gegenüber dem einstufigen L-Filter eingesetzt und ermöglicht im direkten Vergleich kleinere Baugrößen bei reduzierter Summeninduktivität [34]. In Abbildung 19 ist das einphasige Ersatz-

schaltbild in idealisierter Form, d.h. ohne parasitäre resistive Komponenten dargestellt. Nachteilig ist die Schwingneigung der LCL-Strecke, die entweder über eine verlustbehaftete passive oder eine in die Reglerstruktur eingebettete aktive Dämpfung behandelt werden muss [26].

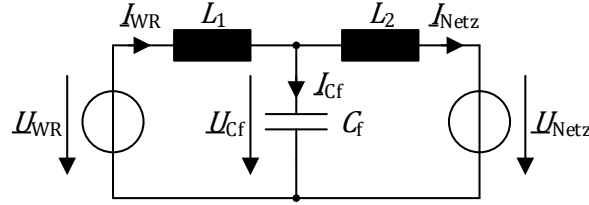


Abbildung 19: Einphasige Darstellung des idealisierten (verlustfreien) LCL-Filters

Die Bauteilwerte werden in der Literatur meist als bezogene Größen angegeben, die einen Vergleich verschiedener LCL-Filterrealisierungen unabhängig von der Wechselrichterleistung ermöglichen. In (3.2) sind die Bezugsgrößen für den in dieser Arbeit verwendeten Wechselrichter dargestellt.

$$Z_{\text{Bezug}} = \frac{\tilde{U}_{\text{Netz},n}}{\tilde{I}_{\text{Netz},\max}} = \frac{230 \text{ V}}{16 \text{ A}} = 14,4 \, \Omega$$

$$L_{\text{Bezug}} = \frac{Z_{\text{Bezug}}}{\omega_n} = \frac{14,4 \, \Omega}{2\pi \cdot 50 \text{ Hz}} = 45,8 \text{ mH} \triangleq 1 \text{ p. u.} \quad (3.2)$$

$$C_{\text{Bezug}} = \frac{1}{\omega_n \cdot Z_{\text{Bezug}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 14,4 \, \Omega} = 221,4 \, \mu\text{F} \triangleq 1 \text{ p. u.}$$

Typische Werte sind 0,05 bis 0,1 p.u. für die wechselrichterseitige Induktivität L_1 , 0,02 bis 0,04 p.u. für die netzseitige Induktivität L_2 sowie 0,1 bis 0,15 p.u. für die Filterkapazität C_f [35]. Die Festlegung auf konkrete Werte stellt eine Optimierungsaufgabe dar, bei der folgende Ziele verfolgt werden können (in den Klammern ist jeweils die Haupteinflussgröße auf das jeweilige Optimierungsziel genannt):

- Minimaler Bauraum (\rightarrow Resonanzfrequenz)
- Minimale Verluste in Wechselrichter und Filter (\rightarrow Induktivität L_1)
- Maximierung der Zwischenkreis-Spannungsausnutzung (\rightarrow Summeninduktivität)
- Kosten (\rightarrow „Tendenziell mehr Kapazität bei Anwendungen mit hohen Strömen, bzw. mehr Induktivität bei Anwendungen mit hohen Spannungen“ [36])

Unabhängig von der Zielsetzung müssen darüber hinaus folgende Randbedingungen eingehalten werden:

- Maximal zulässige Grundschwingungs-Blindleistungsbelastung durch C_f
- Filterresonanzfrequenz oberhalb dominanter niederfreq. Netzüberschwingungen und unterhalb der Bandbreite der inneren Netzstromregelschleife (für aktive Dämpfung)
- Sicherstellung einer ausreichenden Steuerreserve
- Einhaltung der Netzanschlussnormen bzgl. Stromüberschwingungen (hier: IEC 61727)

Die Aufstellung lässt erahnen, dass eine optimierte Filterauslegung eine umfassende Systembeurteilung voraussetzt, was zum Zeitpunkt des Hardwareaufbaus nur sehr eingeschränkt möglich war. Für den realisierten Aufbau wurde stattdessen ein einfacherer Ansatz gewählt, der ohne Optimierung arbeitet und lediglich die Bauteilwahl auf einen durch die o.g. Randbedingungen aufgespannten Lösungsraum eingrenzt.

Zunächst wird dazu die wechselrichterseitige Induktivität L_1 gemäß (3.3) derart festgelegt, dass der Spitze-Spitze Stromripple 20 % der maximalen Grundschwingungsamplitude beträgt.

$$L_{1,\text{soll}} = \frac{U_{\text{DC},0}}{4 \cdot \tilde{I}_{\text{Netz,max}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,2 \cdot f_{s,\text{IGBT}}} = \frac{760 \text{ V}}{4 \cdot 16 \text{ A} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,2 \cdot 9155 \text{ Hz}} \cong 4,6 \text{ mH} \quad (3.3)$$

Die Induktivität L_1 wird je Außenleiter als Einzel-Pulverkern-Drossel in Schalenbauform (Topfkern) ausgeführt und von der Firma SMP bezogen. Abgesehen von der schwachen magnetischen Kopplung durch deren Streufelder (diese sind beim Schalenkern i.A. sehr klein) können die drei Außenleitersysteme als voneinander unabhängig betrachtet werden. Im Gegensatz zu einer dreischenkigen Drosselbauform bleibt die Induktivität demzufolge auch für Gleichtakt- bzw. Nullsystemkomponenten erhalten.

Eine Messung der real vorliegenden Induktivität $L_{1,\text{ist}}$ zeigt eine Abweichung ggü. dem Sollwert $L_{1,\text{soll}}$ und ist in (3.4) angegeben³. Generell ist die differentielle Induktivität (Kleinsignal-Induktivität) von Eisenpulverkernen mit verteiltem Luftspalt stark abhängig vom vorliegenden Arbeitspunkt [37], der sich entlang des Sinus-Grundschwingungsstroms periodisch ändert. Daher ist in (3.4) zusätzlich der Arbeitspunkt (AP) angegeben, bei dem die Messung stattgefunden

³ Bei allen nachfolgenden Betrachtungen wird mit dem realen Wert $L_{1,\text{ist}}$ gerechnet.

hat. Für diesen wurde der arithmetische Mittelwert einer Sinus-Halbschwingung mit dem Effektivwert $\tilde{I}_{\text{Netz,max}} = 16 \text{ A}$ angesetzt. In Abbildung 20 ist der Verlauf der differentiellen Induktivität für Arbeitspunkte von 0 bis 99 A dargestellt.

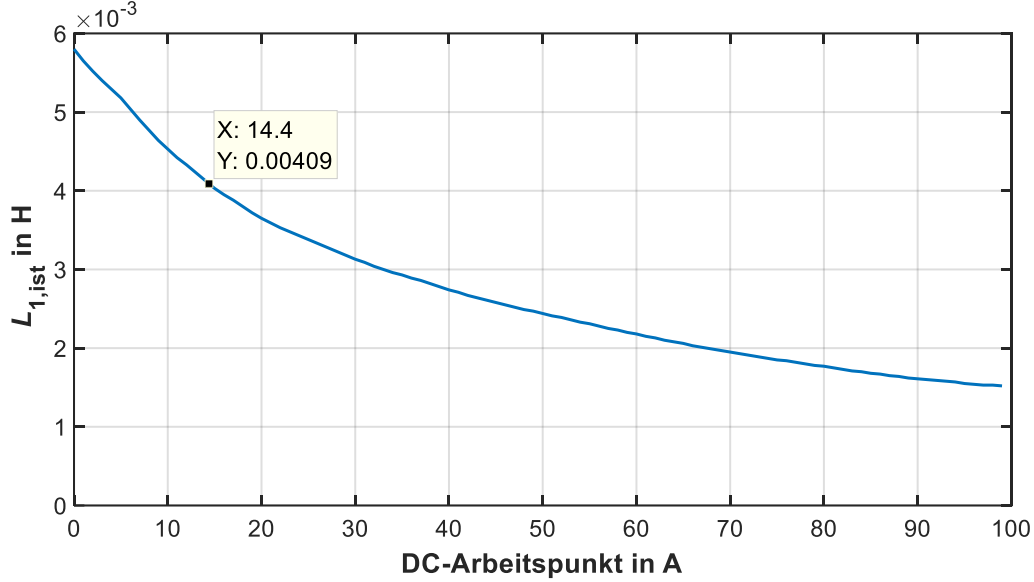


Abbildung 20: Differentielle (Kleinsignal-) Induktivität der Filterdrossel L_1 in Abhängigkeit des DC-Arbeitspunktes

$$L_{1,ist} \left(@AP: \tilde{I}_{\text{Netz,max}} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi} = 14,4 \text{ A} \right) = 4,1 \text{ mH} \triangleq 0,09 \text{ p. u.} \quad (3.4)$$

Mit der Festlegung von L_1 bleiben nur noch L_2 und C_f als variable Größen. Deren zulässiger Wertebereich ist in Abbildung 21 dargestellt und nach oben in Anlehnung an die eingangs genannten typischen p.u. Bereiche begrenzt (Grenzlinie „C“ und „A“). Grenzkurve „B“ beschneidet diesen oberen Wertebereich zusätzlich derart, dass eine untere Filterresonanzfrequenz $f_{\text{res,LCL}}$ nicht unterschritten wird. Sie berechnet sich unter Vernachlässigung parasitärer Resistanzen sowie der Netzimpedanz nach (3.5) und ist den Empfehlungen in [34] folgend auf 1 kHz festgelegt.

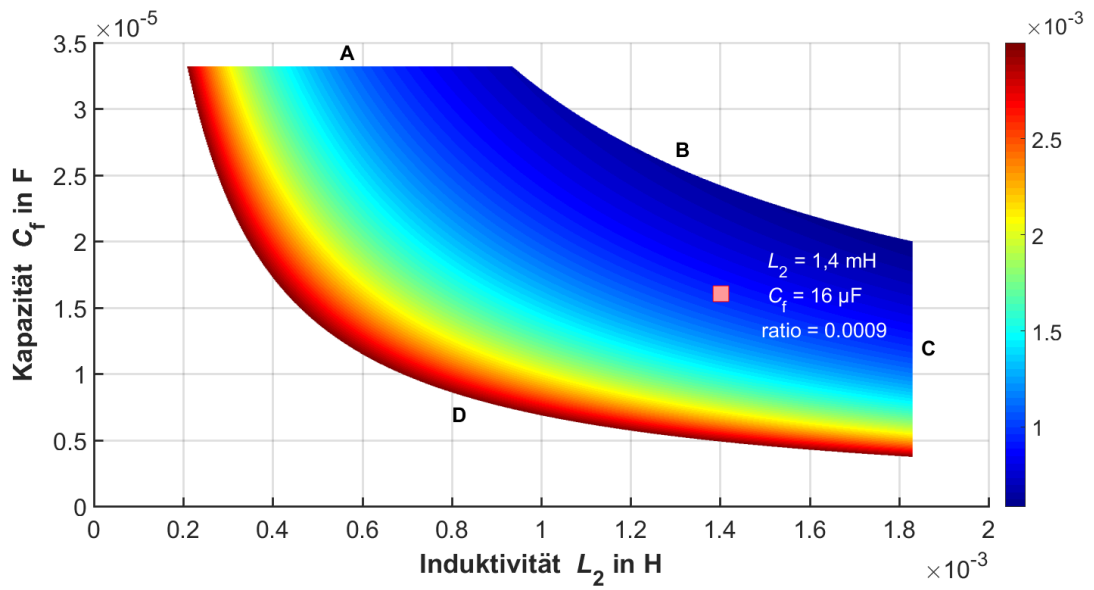


Abbildung 21: Zulässiger Wertebereich für die Netzfilterelemente L_2 und C_f

$$f_{\text{res,LCL}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \geq 1 \text{ kHz} \quad (3.5)$$

In Abbildung 22 ist ein Ausschnitt des Frequenzspektrums der Halbbrückenausgangsspannung u_{WR} dargestellt, welches nach den Ausführungen in [38] analytisch berechnet wurde. Es gilt für die Schaltfrequenz $f_{\text{s,IGBT}}$ von 9155 Hz (asynchrone Taktung) mit Sinus-Dreieck-Modulation unter Verwendung der Abtastmethode „Double Edge Regular Sampling“.

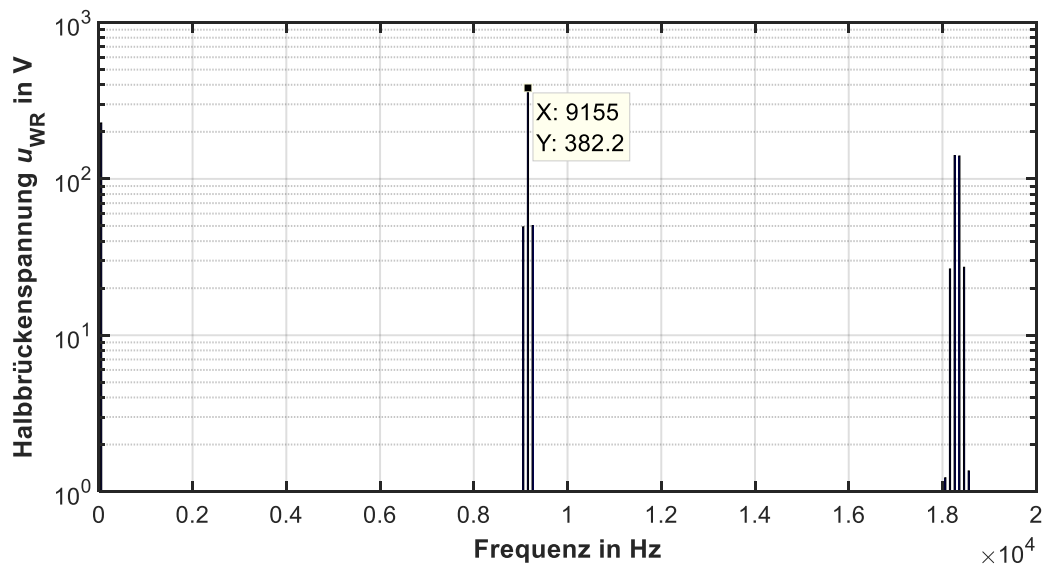


Abbildung 22: Spektrum der Halbbrückenspannung u_{WR} für Sinus-Dreieck-Modulation mit „double edge regular sampling“

Das LCL-Filter soll Störaussendungen in das Netz reduzieren, die in Form von Oberschwingungen und Zwischenoberschw. auftreten. Die zugehörigen Grenzwerte sind für Anlagen mit Bemessungsströmen ≤ 16 A in der DIN EN 61000-3-2 Klasse A [39] festgehalten. Sie beschränken sich allerdings auf den Frequenzbereich bis zur 40. Harmonischen (2 kHz), in dem gemäß Abbildung 22 keine nennenswerten Oberschwingungen auftreten. Um trotzdem eine Auslegungsbasis zu erhalten wird – wie auch in [40] und [41] – die IEC 61727 [42] herangezogen.

Tabelle 3: Zulässige bezogene Oberschwingungsströme von Erzeugungsanlagen nach IEC 61727 an Netzen mit $I_K/I_L < 20$ [42]

Oberschwingungsordnung h	Zulässiges Stromverhältnis $\tilde{I}_h/\tilde{I}_{1,n}$
$h < 11$	4,0 %
$11 \leq h < 17$	2,0 %
$17 \leq h < 23$	1,5 %
$23 \leq h < 35$	0,6 %
$h \geq 35$	0,3 %

Die darin genannten Grenzwerte sind für ein Netz mit kleiner Kurzschlussleistung in Tabelle 3 dargestellt und gelten – zumindest formal – für beliebig hohe Frequenzen⁴. Sie werden prozentual zum Bemessungs-Grundschwingungsstrom angegeben. In Verbindung mit der Filterübertragungsfunktion (3.6) und dem Spektrum in Abbildung 22 kann so die notwendige Dämpfung bestimmt werden, wobei die Amplitude der niedrigsten dominanten Hochfrequenzkomponente (entspricht hier $f_{s,IGBT}$) als anregende Spannung angesetzt wird. Das Ergebnis dieser Betrachtung äußert sich in der Grenzkurve „D“⁵ in Abbildung 21.

$$\frac{I_{\text{Netz}}(s)}{U_{\text{WR}}(s)} = \frac{1}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f \cdot s^3 + (L_1 + L_2) \cdot s} \quad (3.6)$$

Neben den zulässigen Kombinationen für L_2 und C_f ist in Abbildung 21 über die zugeordnete Farbskala die jeweils zu erwartende relative Oberschwingungsbelastung zu erkennen, die normkonform maximal den Wert 0,3 % annimmt und in Richtung niedrigerer Resonanzfrequenzen abfällt.

⁴ Unbestritten bleibt der Konsens, dass der Bereich zwischen 2 kHz und 150 kHz normativ nur unzureichend erfasst ist und eine lückenlose LCL-Dimensionierung schwierig gestaltet.

⁵ Abhängig von der gewählten oberen Resonanzfrequenzgrenze kann „D“ auch ganz oder teilweise von dem Frequenz- statt dem Dämpfungskriterium bestimmt sein.

Für die praktische Filterrealisierung wurde für L_2 und C_f auf Bauteilwerte zurückgegriffen, die im Institutsfundus vorhanden waren und innerhalb der aufgespannten Fläche liegen. Die gewählte Kombination ist in Abbildung 21 zusammen mit dem Stromverhältnis hervorgehoben. Hierbei beträgt die relative Oberschwingungsbelastung knapp 0,1 %, bei einer Filterresonanzfrequenz $f_{\text{res,LCL}}$ von 1,23 kHz. L_2 ist je Phase als Einzeldrossel mit Eisen-Schnittbandkern und C_f als Becherkondensator mit Polypropylen-Dielektrikum ausgeführt. In Tabelle 4 sind die Bauteilwerte nochmals zusammenfassend dargestellt und um Messwerte der parasitären Drosselresistanzen ergänzt.

Tabelle 4: Bauteilwerte des am Prüfstand verbauten LCL-Netzfilters

Wechselrichterseitige Drossel L_1	$L_1 = 4,1 \text{ mH (0,09 p. u.) @ } 16 \text{ A} \cdot \sqrt{2}; R_{L1} = 39 \text{ m}\Omega$
Netzseitige Drossel L_2	$L_2 = 1,4 \text{ mH (0,03 p. u.)}; R_{L2} = 57 \text{ m}\Omega$
Filterkapazität C_f	$C_f = 16 \text{ }\mu\text{F (0,07 p. u.)}$

3.2.2 Netzstromregelung

Der Einsatz eines LCL-Filters beeinflusst die Struktur und Auslegung des zugehörigen Netzstromreglers. Er hat die Aufgabe, die an das Netz abgegebenen Ströme stationär genau einzuregeln und auf Sollwertänderungen bzw. Störungen mit größtmöglicher Dynamik zu reagieren. Dem Einsatzzweck entsprechend sollen für die drei Außenleiter jeweils unabhängige Stromsollwerte vorgegeben werden können. Ferner ist die Stabilität der LCL-Filterstrecke durch eine in den Regler integrierte aktive Dämpfungskomponente zu gewährleisten.

Die in dieser Arbeit verwendete Netzstromregelung wurde in Anlehnung an [43] entworfen und ist in Abbildung 23 als Kleinsignaldarstellung unter Annahme einer konstanten Zwischenkreisspannung $U_{\text{DC},0}$ gezeigt. Anders als in [43] werden für die Reglerauslegung zusätzlich Mess- und Stellgliedverzögerungen berücksichtigt sowie eine positive Aufschaltung der Kondensatorspannung u_{Cf} vorgenommen. Letzteres ähnelt einer EMK-Kompensation, wie sie bei der Regelung von Gleichstrommaschinen angewendet wird [44].

Als Sollwerte erhält die Regelstrecke zeitvariante sinusförmige Größen – es handelt sich entsprechend um eine „Folgewertregelung“ (im Gegensatz zur „Festwertregelung“ mit einer Koordinatentransformation nach Park) [44]. Sie ist als Kaskadenregelung mit einer äußeren Netzstrom- und einer inneren Kondensatorstrom-Regelschleife ausgeführt.

Die Proportionalverstärkung „ K “ der inneren Schleife ist maßgeblich für die Dämpfung des Filter-Resonanzpeaks verantwortlich, während „ K_p “ die Stabilität der Gesamtstrecke beeinflusst. Der Verstärkungsfaktor „ K_i “ ist einem auf die Netzkreisfrequenz ω_n abgestimmten Resonanzelement zugeordnet, das für ω_n eine unendliche Verstärkung aufweist und als „verallgemeinerter Integrator“ [45] arbeitet. Trotz Folgewertregelung wird so auch bei eingeschränkter Regelstreckenbandbreite punktuell stationäre Genauigkeit erreicht. Die verwendeten Reglerparameter sind in Tabelle 5 am Ende des Kapitels zusammengetragen.

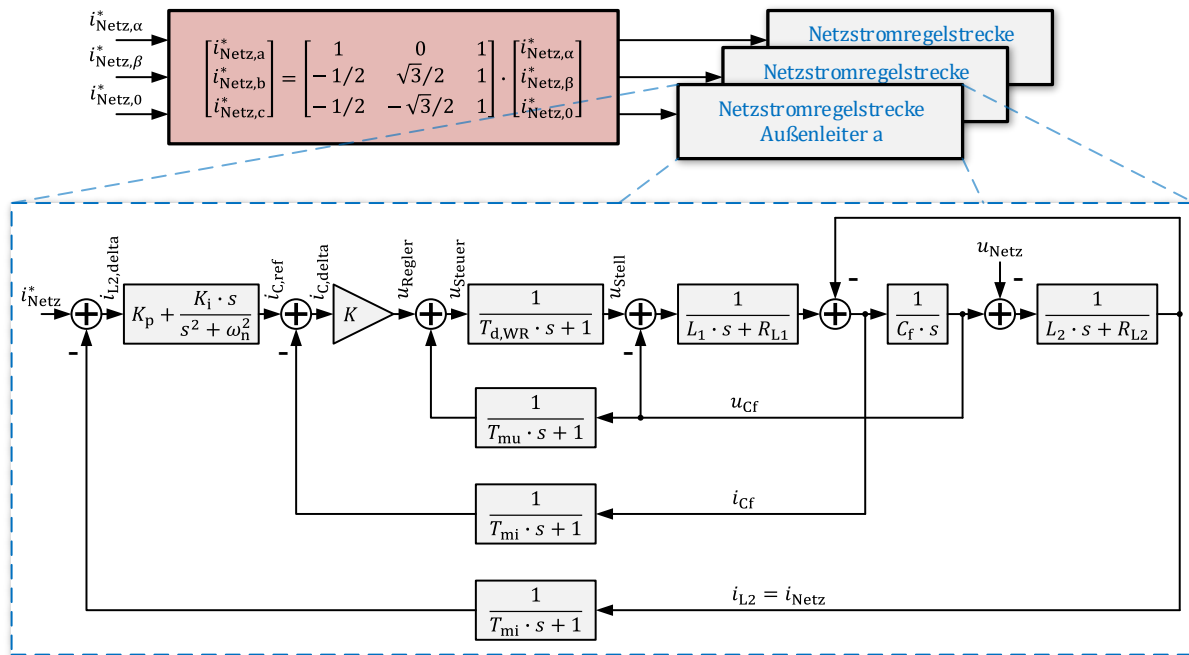


Abbildung 23: Transformation der Netzstromsollwerte und Blockschaltbild der Netzstromregelung (Kleinsignaldarstellung) eines Außenleiters bei konstanter Zwischenkreisspannung

In Abbildung 24 ist das Bodediagramm der geschlossenen Führungsübertragungsfunktion $G_{CL,Netz}(s)$ dargestellt. Bei 50 Hz durchlaufen sowohl der Amplituden- als auch der Phasengang exakt die 0 dB- bzw. 0°-Linie. Für Frequenzen im Bereich der unteren Netzbereichswingungen (Ordnungszahl 3, 5, 7, ...) fällt allerdings die Phase stark ab (ca. -60° bei 350 Hz), sodass die hier vorgestellte Lösung ausschließlich Aufgaben im Bereich der Netzgrundschwingung nachkommen kann.

Abbildung 25 zeigt die Antwort von $G_{CL,Netz}(s)$ auf einen Sollwertsprung von 0 auf $1 \text{ A} \cdot \cos(\omega_n \cdot t)$. Die Anregelzeit beträgt etwa 700 μs und die Regelabweichung liegt nach weniger als 6 ms im 5 %-Band (rechts in der Abbildung).

Beim Netzparallelbetrieb eines Wechselrichters ist stets mit dem Vorhandensein von Netzspannungsüberschwingungen zu rechnen [46], die in Abhängigkeit der Klemmenadmittanz des Wechselrichters Oberschwingungsströme hervorrufen. Die frequenzabhängige Admittanz kann aus dem Blockschaltbild in Abbildung 23 leicht bestimmt werden, indem die Übertragungsfunktion $I_{L2}(s)/U_{\text{Netz}}(s)$ ausgewertet wird. Das Ergebnis ist in Abbildung 26 als Admittanzbetrag dargestellt.

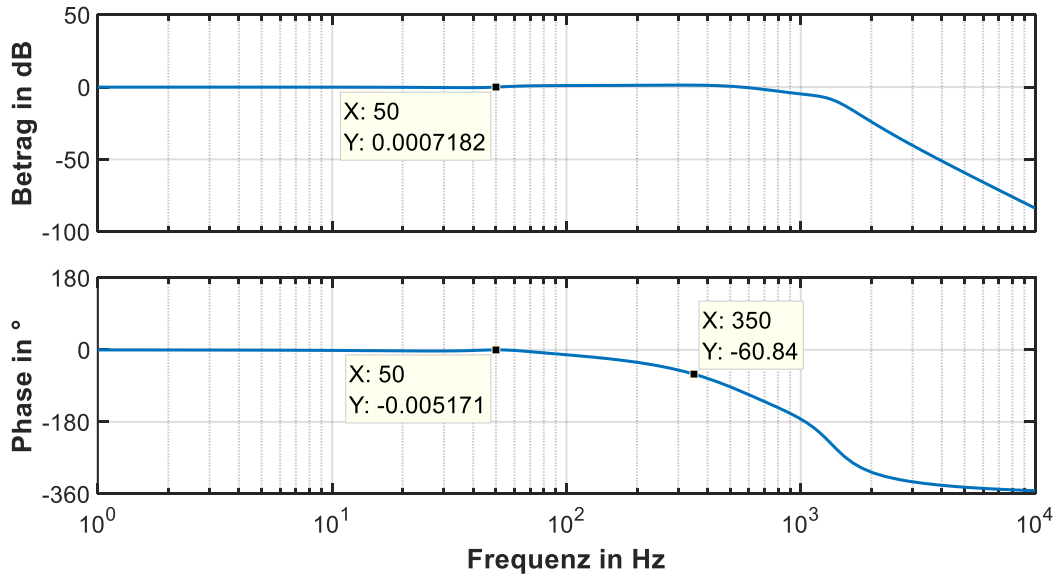


Abbildung 24: Bodediagramm der geschlossenen Führungsübertragungsfunktion $\mathbf{G}_{\text{CL,Netz}}(s) = I_{L2}(s)/I_{L2,\text{ref}}(s)$ der Netzstromregelstrecke

Der Admittanzbetrag ist für die Netzgrundfrequenz nahezu null und erreicht mit 0,18 S sein Maximum im Bereich der Resonanzfrequenz des LCL-Filters $f_{\text{res,LCL}}$. Diese liegt in etwa bei der 25. Harmonischen, für die laut DIN EN 50160 [47] ein Spannungspegel von 1,5 % der Netz-nennspannung auftreten darf. Entsprechend kann bei dieser Frequenz im ungünstigsten Fall ein Zusatzstrom in Höhe von (3.7) fließen. Alle Frequenzkomponenten tragen zur Gesamt-Strom-THD bei, die für den realisierten Wechselrichter, angeschlossen am Labornetz, gemessen im Bereich von 2 % liegt.

$$\tilde{I}_{\text{Netz},25} = 1,5 \% \cdot 230 \text{ V} \cdot 0,18 \text{ S} \cong 620 \text{ mA} \quad (3.7)$$

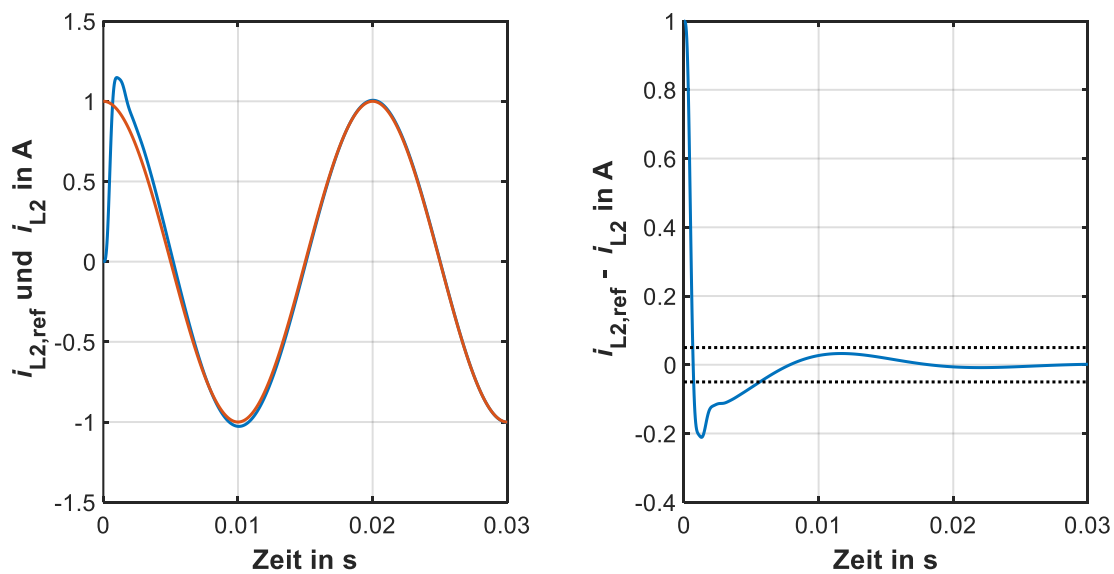


Abbildung 25: Antwort von $\mathbf{G}_{CL,Netz}(s)$ auf einen Sollwertsprung von 0 auf $1 \text{ A} \cdot \cos(\omega_n \cdot t)$ (links) und zugehörige Regeldifferenz mit 5 % Toleranzband (rechts)

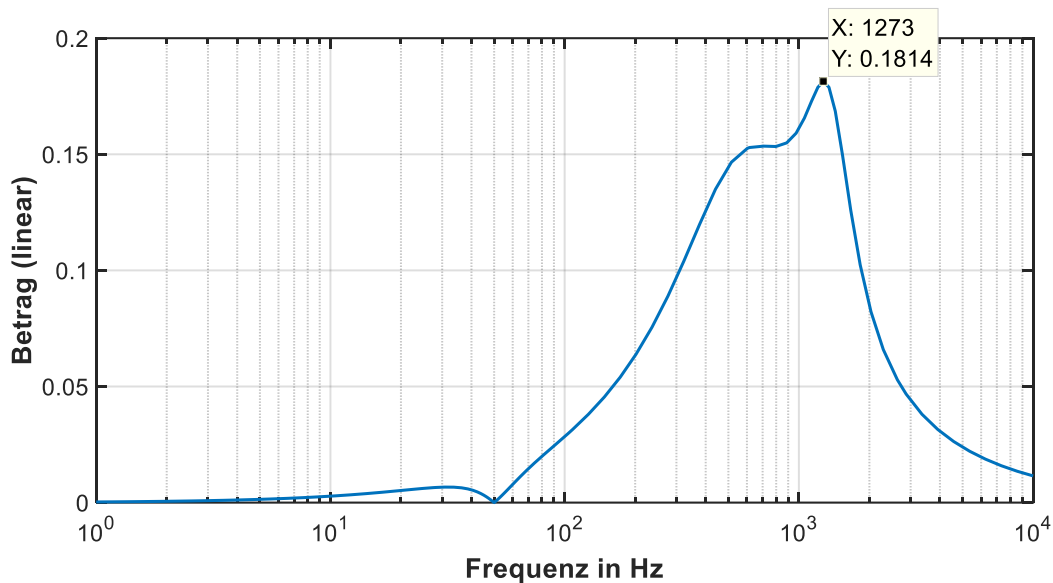


Abbildung 26: Betrag der Wechselrichter-Klemmenadmittanz $|I_{L2}(s)/U_{Netz}(s)|$ bei Verwendung der beschriebenen Stromregelung

Der beschriebene Zusammenhang erklärt auch, warum die Resonanzfrequenz $f_{res,LCL}$ in 3.2.1 nicht zu niedrig gewählt werden durfte. Mit abnehmender Oberschwingungsordnung sind nämlich zunehmend größere Spannungspegel zulässig, die dann einen entsprechend größeren Beitrag zum Verzerrungsstrom leisten.

Tabelle 5: Am Prüfstand verwendete Reglerparameter der Netzstromregelung

Streckenelement	Parameter
Proportional (P)-Kondensatorstromregler	$K = 20 \text{ S}$
Proportional/Resonant (PR)-Netzstromregler	$K_p = 0,5; K_i = 120 \text{ s}^{-1}$
Stellglied-Totzeit als PT_1 Approximation	$T_{d,WR} = 1/f_{s,IGBT} \cong 110 \text{ } \mu\text{s}$
Messglied-Zeitkonstanten	$T_{mu} = 1/(2\pi \cdot 7,7 \text{ kHz}) \cong 21 \text{ } \mu\text{s}$
	$T_{mi} = 1/(2\pi \cdot 700 \text{ kHz}) \cong 230 \text{ ns}$

3.3 Übergeordnete Steuer- und Regelstruktur

Der im vorherigen Kapitel beschriebene Wechselrichter bildet in Verbindung mit der Netzstromregelung das Stellglied einer übergeordneten Steuer- und Regelungsstruktur. Im Mitsystem stellt diese eine ausgeglichene Wirkleistungsbilanz zwischen dem Drehstromnetz und der angeschlossenen DC-Last sicher bzw. ermöglicht die Vorgabe induktiver oder kapazitiver Blindleistung. Aus Sicht des Gegen- und Nullsystems generiert sie Netzstromsollwerte derart, dass vorhandene Spannungsunsymmetrien kompensiert und damit abgebaut werden. Die Umsetzung der Teilfunktionen wird nachfolgend erörtert.

3.3.1 Zerlegung der Netzspannung in symmetrische Komponenten

Wie in 3.2.2 beschrieben und in Abbildung 23 gezeigt, arbeitet die Netzstromregelung im festen abc-Koordinatensystem mit resonanten Reglern, wobei die Stromsollwerte der drei Außenleiter mit Hilfe der inversen Clarke-Transformation aus $\alpha\beta 0$ -Komponenten generiert werden. Bei gleichzeitiger Behandlung von Mit-, Gegen- und Nullsystem hat diese Variante hinsichtlich Komplexität Vorteile gegenüber Implementierungen mit rotierenden Koordinaten⁶.

Statt einer klassischen Netzsynchronisation mittels Phasenregelschleife ist bei konsequenter Beibehaltung feststehender Bezugskordinaten ein spezielles Übertragungsglied erforderlich, das die gemessene Netzspannung in seine drei symmetrischen Komponenten zerlegt. Dieses Element stellt die Basis für alle weiteren Funktionen dar, die der Wechselrichter übernehmen soll und wird nachfolgend vorgestellt. Abbildung 27 zeigt das zugehörige Blockschaltbild.

⁶ Vergleichend zeigt hierzu Anhang A eine mögliche Implementierung in rotierenden Koordinaten.

Nach Erfassung der drei Außenleiter-Neutrallleiterspannungen werden die Messgrößen gemäß (3.8) Clarke-transformiert, wodurch das Nullsystem abgespalten wird. Das Mit- und Gegensystem ist als Überlagerung zweier entgegengesetzt drehender Raumzeiger in der α - und β -Komponente enthalten, wobei das Mitsystem in mathematisch positiver Richtung rotiert.

$$\begin{bmatrix} u_{\text{Netz},\alpha} \\ u_{\text{Netz},\beta} \\ u_{\text{Netz},0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{Clarke}} \cdot \begin{bmatrix} u_{\text{Netz},a} \\ u_{\text{Netz},b} \\ u_{\text{Netz},c} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{\text{Netz},a} \\ u_{\text{Netz},b} \\ u_{\text{Netz},c} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Im nachgeschalteten Filter erfolgt dann eine Auftrennung beider Drehrichtungen, wofür eine besondere Eigenschaft von Filtern mit komplexen Koeffizienten (Complex Coefficient Filter – CCF) ausgenutzt wird [48]. Anders als Filter mit realen Koeffizienten weisen diese neben einem frequenzabhängigen auch ein drehrichtungsabhängiges Verhalten auf. Ihre Übertragungsfunktionen sind in (3.9) dargestellt und Abbildung 28 zeigt den Amplituden- bzw. Phasengang für den linken Mit- und den rechten Gegensystempfad von Abbildung 27. Sie unterscheiden sich lediglich im Vorzeichen des Faktors ω_n . Die „Erkennung“ der Drehrichtung gelingt, weil zwei Größen – die α - und β -Komponente – gemeinsam als komplexe Zahl aufgefasst und ausgewertet werden.

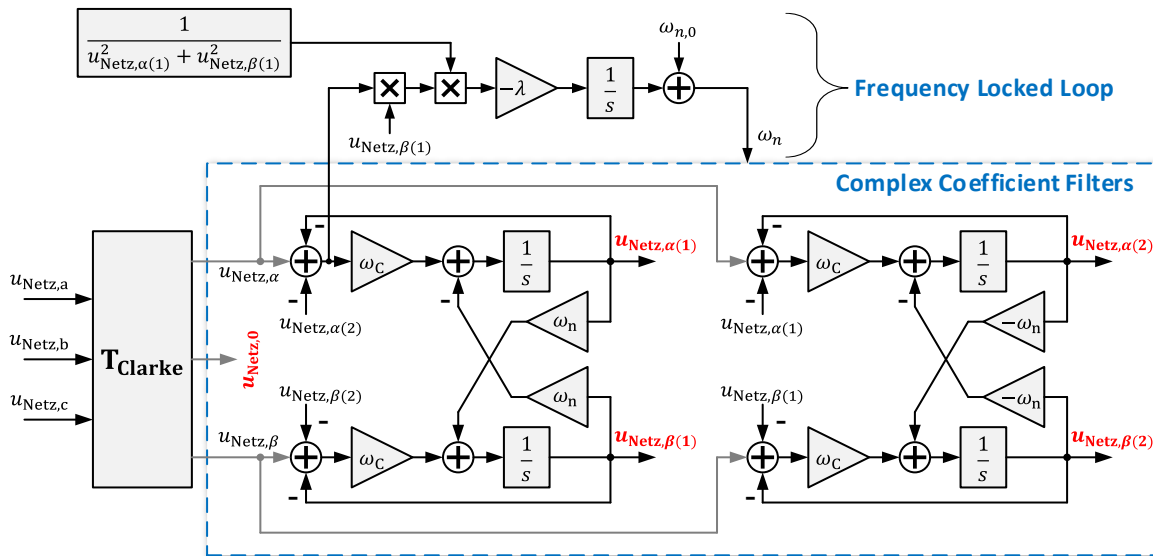


Abbildung 27: Blockschaltbild zur Aufspaltung der Netzspannung in Symmetrische Komponenten mittels CCF

$$\frac{(U_{\text{Netz},\alpha(1)} + j \cdot U_{\text{Netz},\beta(1)})(s)}{(U_{\text{Netz},\alpha} + j \cdot U_{\text{Netz},\beta})(s)} = \frac{\omega_C \cdot (s + j \cdot \omega_n)}{s^2 + 2 \cdot \omega_C \cdot s + \omega_n^2} \quad (3.9)$$

$$\frac{(U_{\text{Netz},\alpha(2)} + j \cdot U_{\text{Netz},\beta(2)})(s)}{(U_{\text{Netz},\alpha} + j \cdot U_{\text{Netz},\beta})(s)} = \frac{\omega_C \cdot (s - j \cdot \omega_n)}{s^2 + 2 \cdot \omega_C \cdot s + \omega_n^2}$$

Bei Abstimmung der Filter auf die positive und negative Netzgrundkreisfrequenz ω_n , bzw. $-\omega_n$ erfährt diese keinerlei Dämpfung oder Phasenversatz, während die jeweils gegensätzliche Drehrichtung stark gedämpft zum Ausgang gelangt. Zusätzlich werden etwaig auftretende Netzspannungsüberschwingungen abgeschwächt (ca. -10 dB für die erste OS bei 150 Hz). Deutlich wird auch die Wirkung der in Abbildung 27 vorgenommenen Gegenkopplungen von den Ausgängen des jeweils anderen CCF-Pfades an den Eingangs-Summationsstellen. Sie entlasten die einzelnen Filterpfade vom „Fremdsystem“ und ermöglichen so die gewünscht hohe Trennschärfe. Zum Vergleich ist in Abbildung 28 die Situation ohne Gegenkopplungen in Form gestrichelter gleichfarbiger Linien aufgenommen.

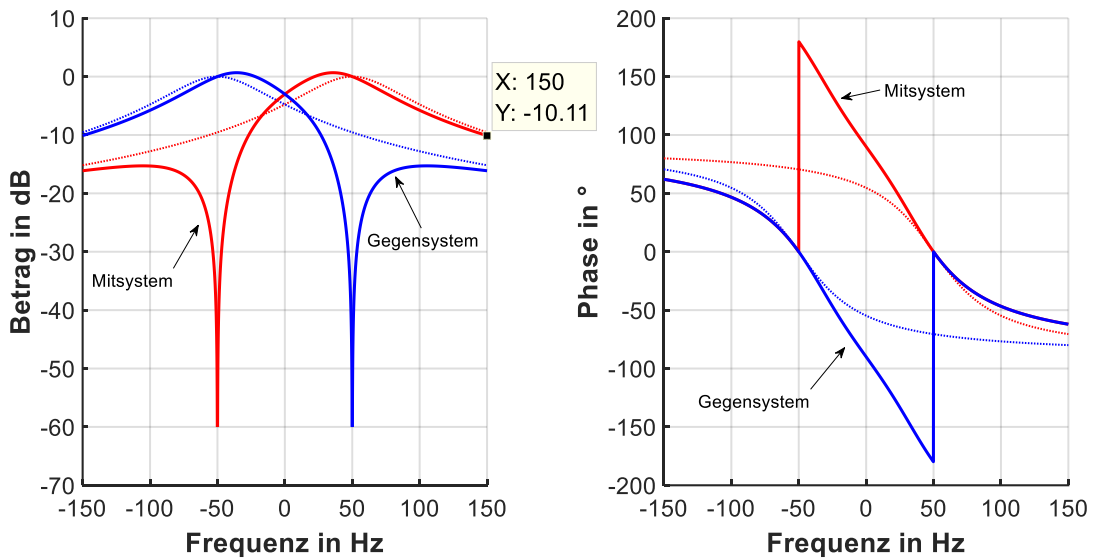


Abbildung 28: Übertragungsverhalten für das CCF-Blockschaltbild aus Abbildung 27 und vergleichende Darstellung ohne „Fremdsystem“-Gegenkopplung (gestrichelt)

In Anlehnung an [26] wurde der Faktor $\omega_C = \omega_{n,0}/\sqrt{2}$ so gewählt, dass ein guter Kompromiss zwischen Einschwingzeit und Überspringen erzielt wird. Um zu vermeiden, dass sich bei einer Abweichung der Netzgrundkreisfrequenz vom Nominalwert $\omega_{n,0}$ die Frequenz- und Drehrichtungselektivität verschlechtern, wird ω_n mittels Frequenzregelschleife (Frequency Locked Loop - FLL) laufend erfasst und in die CCFs eingespeist. Die Struktur der FLL sowie der Skalie-

rungsfaktor $\lambda = 100 \cdot \omega_{n,0}/\sqrt{2}$ entstammen [21]. Der aktuelle Wert für ω_n wird auch den resonanten Stromreglern und den in 3.3.3 beschriebenen Kompensationsreglern zur Verfügung gestellt.

3.3.2 Wirk- und Blindleistungssteuerung im Mitsystem

Zur Überführung von im stationären Zustand zeitlich konstanten Wirk- und Blindleistungswerten in Stromsollwerte, die im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem sinusförmige Größen beschreiben, kommt die „Instantaneous Power Theory“ nach [32] zum Einsatz. Die Zuordnungsvorschrift ist in (3.10) gezeigt. Sie unterscheidet sich von der Originalfassung um den Faktor 2/3, da anders als in [32] die Clarke-Transformation nach (3.8) Verwendung findet⁷.

$$\begin{bmatrix} i_{\text{Netz},\alpha(1)}^* \\ i_{\text{Netz},\beta(1)}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{u_{\text{Netz},\alpha(1)}^2 + u_{\text{Netz},\beta(1)}^2} \cdot \begin{bmatrix} u_{\text{Netz},\alpha(1)} & u_{\text{Netz},\beta(1)} \\ u_{\text{Netz},\beta(1)} & -u_{\text{Netz},\alpha(1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Als Eingangsgrößen erhält sie neben den Sollwerten für Wirkleistung p^* und Blindleistung q^* die α - und β -Komponenten des Netzspannungs-Mitsystems $u_{\text{Netz},\alpha(1)}$ und $u_{\text{Netz},\beta(1)}$ sowie deren Betragsquadrat. Sie werden direkt dem in 3.3.1 beschriebenen CCF bzw. der angegliederten Frequenzregelschleife entnommen.

Die Vorzeichenfestlegungen aller Mess- und Regelgrößen bedingen für $p^* < 0$ einen Wirkleistungsfluss vom Netz zur DC-Last. Für negative Blindleistungswerte arbeitet der Wechselrichter im untererregten Betrieb mit aus Netzsicht induktivem Klemmenverhalten. Die Spannung am Netzanschlusspunkt ist dann gegenüber ihrer Leerlaufspannung reduziert.

Da die tatsächlich umgesetzte Leistung nicht ermittelt und dem Sollwert nachgeführt wird, handelt es sich lediglich um eine Leistungssteuerung und keine –regelung. Der Wirkleistungssollwert dient aber nur als Stellgröße für den übergeordneten Spannungsregelkreis des aktiven Filters (siehe Kapitel 5), sodass keine absolute stationäre Genauigkeit notwendig ist. Neben ihrem einfachen und übersichtlichen Aufbau hat die verwendete Struktur ferner die positive Eigenschaft, auch bei starken Netzspannungs-Unsymmetrien symmetrische Ströme, d.h. ein reines Mitsystem einprägen zu können.

⁷ Bei dieser geläufigeren Variante sind die Amplituden von α -Komponente und Außenleiter „a“ identisch, was insbesondere bei der Inbetriebsetzung Missverständnissen vorbeugt.

3.3.3 Kompensationsregelung im Gegen- und Nullsystem

Ein Drehstromnetz kann, wie in Abbildung 29 gezeigt, an einem beliebigen Anschlusspunkt im stationären Zustand mit drei Spannungsquellen und drei Impedanzen in symmetrischen Komponenten repräsentiert werden. Die in 3.3.2 beschriebene Wirk- und Blindleistungssteuerung interagiert nur mit dem Mitsystem (Index „(1)“). Im Falle spannungssymmetrischer Netzeinspeisung und ausschließlich symmetrischer Verbraucher- bzw. Erzeugereinheiten sind sowohl die Quellspannungen $\underline{E}_{(2)}/\underline{E}_{(0)}$ im Gegen- und Nullsystem, als auch die am Anschlusspunkt (auch als Point of Common Coupling – PCC – bezeichnet) messbaren Spannungen $\underline{U}_{\text{Netz,(2)}}/\underline{U}_{\text{Netz,(0)}}$ daher null.

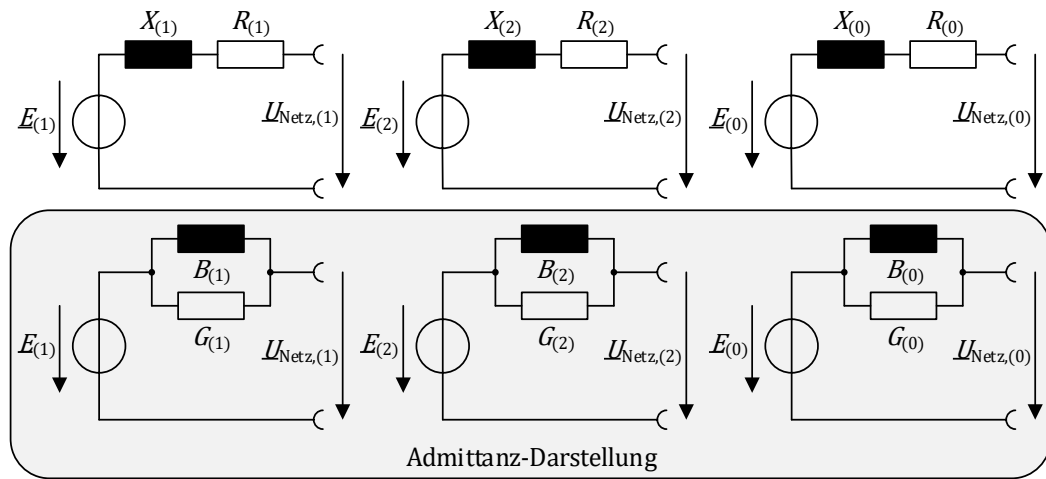


Abbildung 29: Repräsentation eines dreiphasigen Netzanchlusspunktes in Symmetrischen Komponenten als Impedanz- und Admittanzdarstellung

Tritt eine unsymmetrische Netzsituation ein, registriert das die CCF-Struktur (Abbildung 27 und (3.9)) für das Gegen- bzw. die Clarke-Transformation (3.8) für das Nullsystem. In Abbildung 30 sind die beiden Grundsituationen, die zu einer von null abweichenden Spannung führen, am Beispiel des Gegensystems dargestellt (links: unsymmetrische Netzeinspeisung, rechts: unsymmetrischer Verbraucher in Form einer Stromquelle). In beiden Fällen kann die Spannung am Anschlusspunkt durch Einprägen eines Kompensationsstroms in der gezeigten Richtung zu null gebracht werden. Die Richtungen sind identisch und dementsprechend ist auch bei einer Überlagerung beider Grundsituationen eine einheitliche Kompensations-Strategie anwendbar.

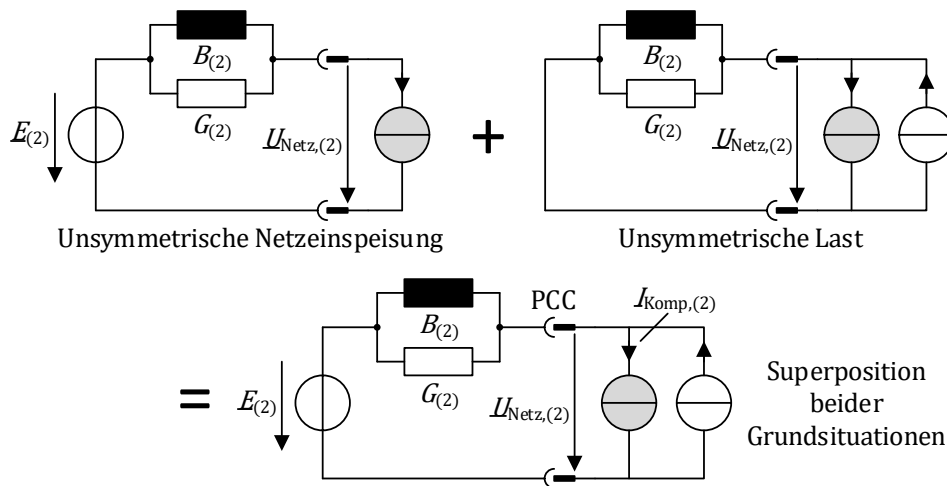


Abbildung 30: Zusammensetzung einer allgemeinen Unsymmetrie-Situation am Netzanschlusspunkt und Angriff des Kompensationsstroms (grau) am Beispiel des Gegen-Systems

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte Strategie [49] überführt mit Hilfe zweier Netz-Admittanzmodelle die gemessenen Spannungen im Gegen- und Nullsystem in einen jeweils passenden Kompensationsstrom. Damit auch bei vollständiger Kompensation (die messbaren Spannungen am Anschlusspunkt sind dann null) die Kompensationsströme aufrechterhalten werden, ist in den Pfaden jeweils eine Komponente mit integrierendem Verhalten notwendig.

Abbildung 31 zeigt die Integratoren und die Berechnung der Kompensationsstromsollwerte auf Basis der Netz-Admittanzmodelle, die in (3.11) nochmals in Matrixform dargestellt sind. Für das Nullsystem kommt die bekannte Form eines verallgemeinerten Integrators zum Einsatz, der gleichzeitig die Nullspannungs-Orthogonalkomponente $u'_{\text{Netz},\perp(0)}$ bereitstellt. Wegen der Implementierung der Stromregler in feststehenden $\alpha\beta 0$ -Koordinaten können die Sollwerte einfach denen des Mitsystems (3.3.2) überlagert werden.

$$\begin{bmatrix} i_{\text{Komp},\alpha(2)}^* \\ i_{\text{Komp},\beta(2)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{(2)} & B_{(2)} \\ -B_{(2)} & G_{(2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u'_{\text{Netz},\alpha(2)} \\ u'_{\text{Netz},\beta(2)} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$i_{\text{Komp},(0)}^* = [G_0 \quad -B_0] \cdot \begin{bmatrix} u'_{\text{Netz},(0)} \\ u'_{\text{Netz},\perp(0)} \end{bmatrix}$$

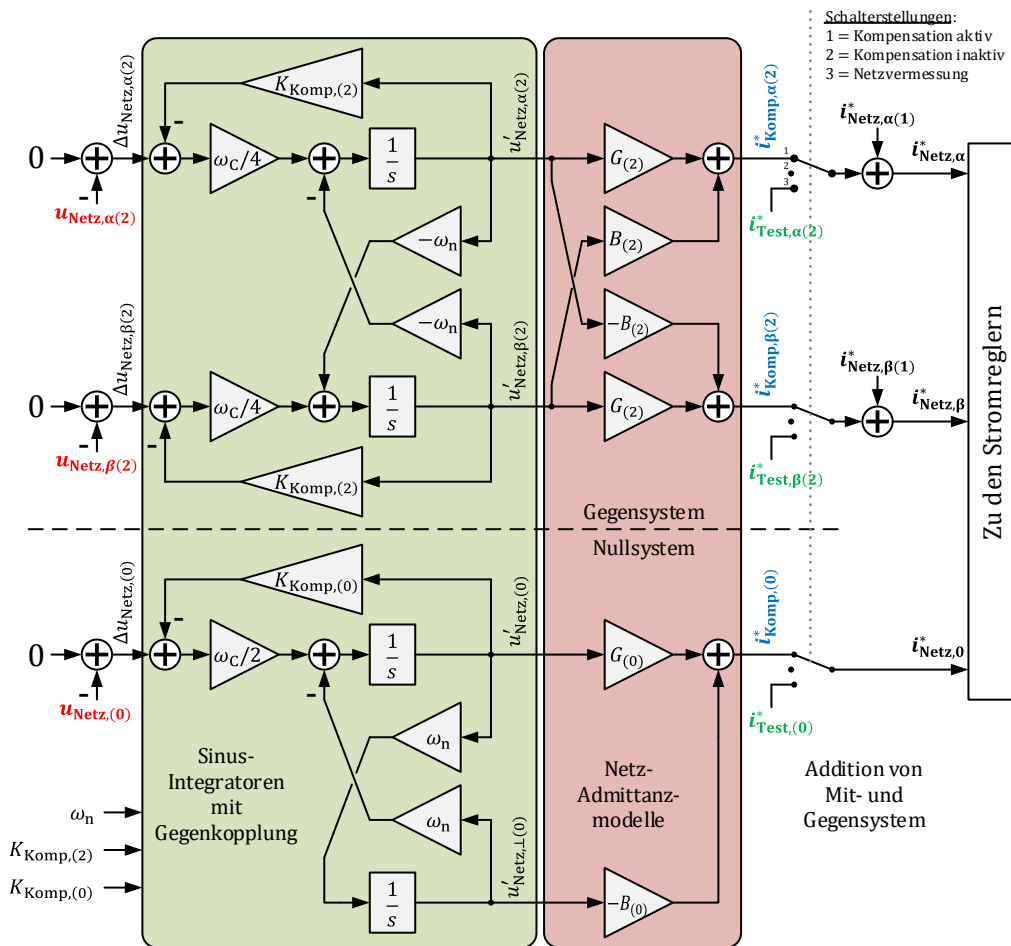


Abbildung 31: Regelungsstruktur zur Kompensation von Netzspannungsunsymmetrien mit gekoppelbaren Sinus-Integratoren und Netz-Admittanzmodellen

Die hier verwendeten Konduktanz und Suszeptanzwerte $G_{(2)}/B_{(2)}$ bzw. $G_{(0)}/B_{(0)}$ lassen sich bei bekannten Netzimpedanzparametern $R_{(2)}/X_{(2)}$ bzw. $R_{(0)}/X_{(0)}$ für das Gegen- und Nullsystem nach (3.12) berechnen.

$$G_{(2/0)} = \frac{R_{(2/0)}}{R_{(2/0)}^2 + X_{(2/0)}^2} \quad B_{(2/0)} = \frac{-X_{(2/0)}}{R_{(2/0)}^2 + X_{(2/0)}^2} \quad (3.12)$$

Zu beachten ist, dass in (3.11) die Vorzeichen der Gegensystem-Suszeptanz $B_{(2)}$ gegenüber der üblichen Darstellung vertauscht sind. Nur so führt die Kettenschaltung von Netzadmittanz-Modell und der tatsächlichen Netzübertragungsfunktion $j\omega \cdot L_{(2)} + R_{(2)}$ aus Sicht eines Gegensystemstroms mit der negativen Kreisfrequenz $-\omega_{n0}$ zu einer für die Kompensation notwendigen Einheitsverstärkung ohne Phasendrehung. Abbildung 32 zeigt den zugehörigen Amplituden- und Phasengang. Das System Verhält sich dann exakt so, als würde der Gegensystemstrom direkt gemessen werden, obwohl die Erfassung indirekt über die Spannung erfolgt.

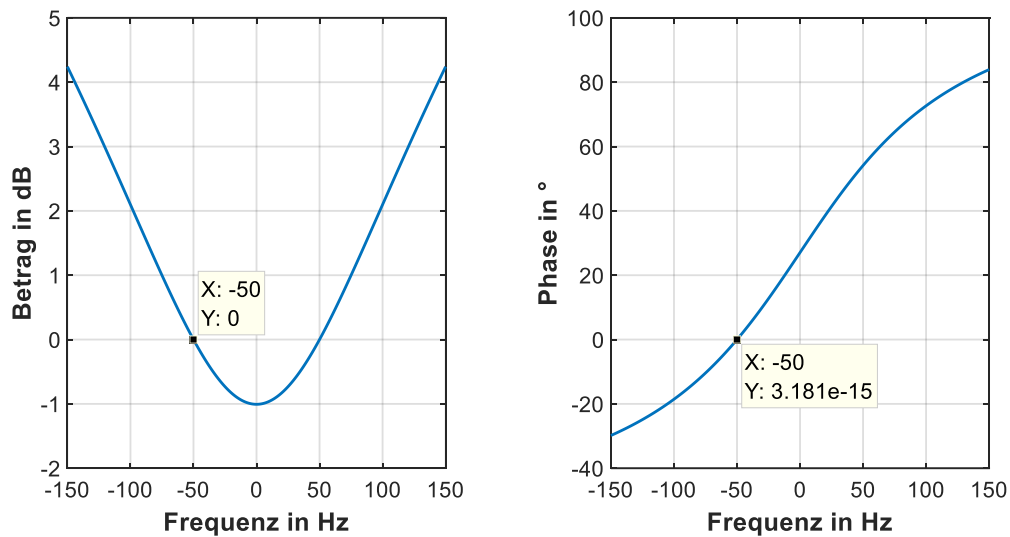


Abbildung 32: Amplituden- und Phasengang der Kettenschaltung aus (exaktem) Netzadmittanzmodell und -übertragungsstrecke bzgl. des Gegensystems für $L_{(2)} = 860 \mu\text{H}$; $R_{(2)} = 0,44 \Omega$

3.4 Messtechnische Bestimmung der Netzadmittanz

Die Anwendung des zuvor beschriebenen Kompensationsverfahrens erfordert Kenntnisse über den Netzzinnenwidertand bzw. die –impedanz. Wird von einem einfachen Strahlennetz ausgegangen, setzt sich die Netzimpedanz am Wechselrichter-Anschlusspunkt im Wesentlichen aus den Zuleitungsimpedanzen sowie der sekundärseitig sichtbaren Impedanz des Speisetransformators zusammen. Im Anschluss einer kurzen Erläuterung wird deren messtechnische Bestimmung mit Hilfe des Wechselrichters motiviert und beschrieben.

3.4.1 Theoretischer Hintergrund

Nach [28] können mit Ausnahme sehr langer Hochspannungsleitungen praktisch alle Energieleitungen stationär als elektrisch kurz betrachtet werden. Demzufolge ist ein Ersatzschaltbild nach Abbildung 33 anwendbar, bei dem zusätzlich der ohmsch/kapazitive Querzweig vernachlässigt werden kann [12]. Für die hier betrachteten Niederspannungsnetze überwiegt typischerweise die Längsresistanz mit Verhältnissen R/X im Bereich 5..10 [50]. Die Annahmen gelten gleichermaßen sowohl für das Mit- als auch das Gegensystem und ließen sich auch anhand der Kabelgeometrie berechnen. Es gilt zu beachten, dass die angegebenen Reaktanzen sog. Betriebsreaktanzen sind, die die Kopplungen zwischen den einzelnen Außenleitern berücksichtigen.

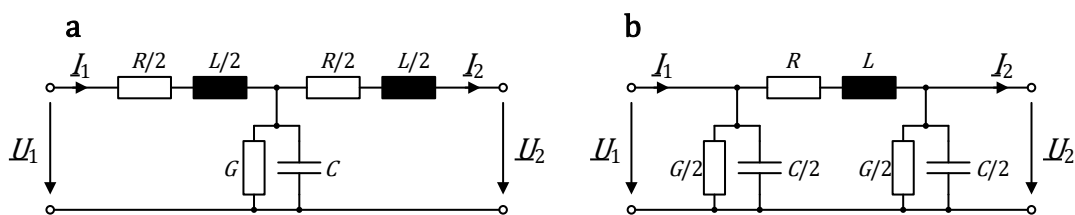


Abbildung 33: Ersatzschaltbilder einer elektrisch kurzen Leitung: **a** T-Schema, **b** π -Schema [28]

Die Leitungsnullimpedanz ist neben der Geometrie stark von den äußeren Gegebenheiten abhängig, die den Nullstrompfad bestimmen. So kann es je nach Netzform zu einer Stromaufteilung zwischen einem dedizierten Neutraleiter, Erdverbindungen und Kabelmänteln kommen, sodass keine allgemeingültige Berechnungsvorschrift angegeben werden kann. Dennoch sind Anhaltswerte für ausgewählte Konstellationen in [51] zu finden.

Beim Transformator hängt die Mit- und Gegenreaktanz maßgeblich von dessen Streureaktanz ab, die sich anhand der relativen Kurzschlussspannung und den Leerlaufverlusten berechnen lässt. Gleiches gilt für die Resistenzen beider Systeme. Die Nullimpedanz wird hingegen von der gewählten Transformatorschaltgruppe bestimmt [17].

Obwohl eine rechnerische Bestimmung der Netzimpedanz also grundsätzlich möglich ist, erscheint eine messtechnische Ermittlung aus praktischer Sicht sinnvoller. Es sind weniger detaillierte Informationen über das Netz bzw. den Netzabschnitt erforderlich und die ermittelten Werte unterliegen weniger Unsicherheiten. Praktischerweise kann der Wechselrichter diese Aufgabe ohne die Notwendigkeit von Zusatzeinrichtungen übernehmen. In Anlehnung an die in 3.3.3 beschriebene Kompensationsstrategie wird im Folgenden statt der Netzimpedanz direkt die Netzadmittanz im jeweiligen System bestimmt, wodurch auf die sonst notwendige Umrechnung (3.12) verzichtet werden kann.

3.4.2 Netzvermessung mit der Zweipunkt-Methode

Mit der Zweipunktmethode lässt sich die Impedanz bzw. Admittanz eines beliebigen linearen Zweipols bestimmen [52]. Dazu wird das zu untersuchende System nacheinander mit Hilfe zweier bekannter Testströme belastet und die sich jeweils einstellende Klemmenspannung im eingeschwungenen Zustand aufgezeichnet. Im Anschluss kann die Admittanz als Quotient der Strom- und Spannungsdifferenzen aus beiden Lastfällen berechnet werden. Ergänzt um eine Leerlaufspannungsmessung lässt sich das komplette Thévenin-Äquivalent aufstellen und man gelangt zu den bekannten Darstellungen in Abbildung 29.

Eine Anwendung der Methodik in der „Abstraktionsebene“ der Symmetrischen Komponenten ist möglich, sofern eine gezielte Vorgabe von Testströmen und Auswertung der Spannungsantworten in den einzelnen Komponenten-Systemen realisierbar ist. Unter dieser Voraussetzung ist in Abbildung 34 das beschriebene Vorgehen in Form eines Zeigerdiagramms am Beispiel des Gegensystems veranschaulicht.

Dargestellt sind die beiden Lastfälle (Index „a“ und „b“), die sich durch Einprägen der Testströme $\underline{I}_{\text{Test,(2)a}}$ und $\underline{I}_{\text{Test,(2)b}}$ ergeben. Deren Beträge sind gleich groß und ihre Orientierung identisch bzw. entgegengesetzt zum Mitsystem-Spannungszeiger $\underline{U}_{\text{Netz,(1)}}$. Die zu den Testströmen gehörenden Klemmenspannungen sind rot eingezeichnet und mit den Winkeln φ_a bzw. φ_b ebenfalls in Relation zu $\underline{U}_{\text{Netz,(1)}}$ angegeben. Den Leerlauf (E₍₂₎) eingeschlossen liegen alle Lastfälle auf der blau gestrichelten Linie, die zugleich den Differenzzeiger $\underline{U}_{\text{Netz,(2)a}} - \underline{U}_{\text{Netz,(2)b}}$ bildet und für die Admittanzberechnung nach (3.13) herangezogen wird.

$$G_{(2)} + j \cdot B_{(2)} = \frac{2 \cdot |\underline{I}_{\text{Test,(2)}}| \cdot (\underline{U}_{\text{Netz,(2)a}} - \underline{U}_{\text{Netz,(2)b}})}{|\underline{U}_{\text{Netz,(2)a}} - \underline{U}_{\text{Netz,(2)b}}|^2} \quad (3.13)$$

Für die gezielte Generierung der Raumzeiger $\underline{i}_{\text{Test,(2)}}^* = \underline{i}_{\text{Test,\alpha(2)}}^* + j \cdot \underline{i}_{\text{Test,\beta(2)}}^*$ wird der Zusammenhang in (3.10) aufgegriffen und durch Negation der β -Komponente geringfügig modifiziert – das Strom-Mitsystem wird so zum Gegensystem. Die Modifikation zeigt (3.14). Zu beachten gilt, dass weiterhin das Spannungs-Mitsystem verwendet wird.

$$\begin{bmatrix} \underline{i}_{\text{Test,\alpha(2)}}^* \\ \underline{i}_{\text{Test,\beta(2)}}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{u_{\text{Netz,\alpha(1)}}^2 + u_{\text{Netz,\beta(1)}}^2} \cdot \begin{bmatrix} u_{\text{Netz,\alpha(1)}} & u_{\text{Netz,\beta(1)}} \\ -u_{\text{Netz,\beta(1)}} & u_{\text{Netz,\alpha(1)}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Die Leistungssollwerte p^* und q^* verlieren dabei ihre ursprüngliche physikalische Bedeutung und dienen lediglich der Stromskalierung und –orientierung bezogen auf die Mitsystem-Spannung. Zur Einhaltung der Wechselrichter-Stromgrenzen sollten die für das Gegensystem geltenden Maximalwerte, wie später in 3.6.2 beschrieben, berücksichtigt und zur Erzielung einer für die Auswertung günstigen Signalamplitude auch ausgenutzt werden. Den in Abbildung 34 gezeigten Orientierungen für $I_{\text{Test,(2)a}}$ und $I_{\text{Test,(2)b}}$ folgend, wird p^* je nach Lastfall auf einen positiven oder negativen Wert gleichen Betrags und q^* zu null gesetzt.

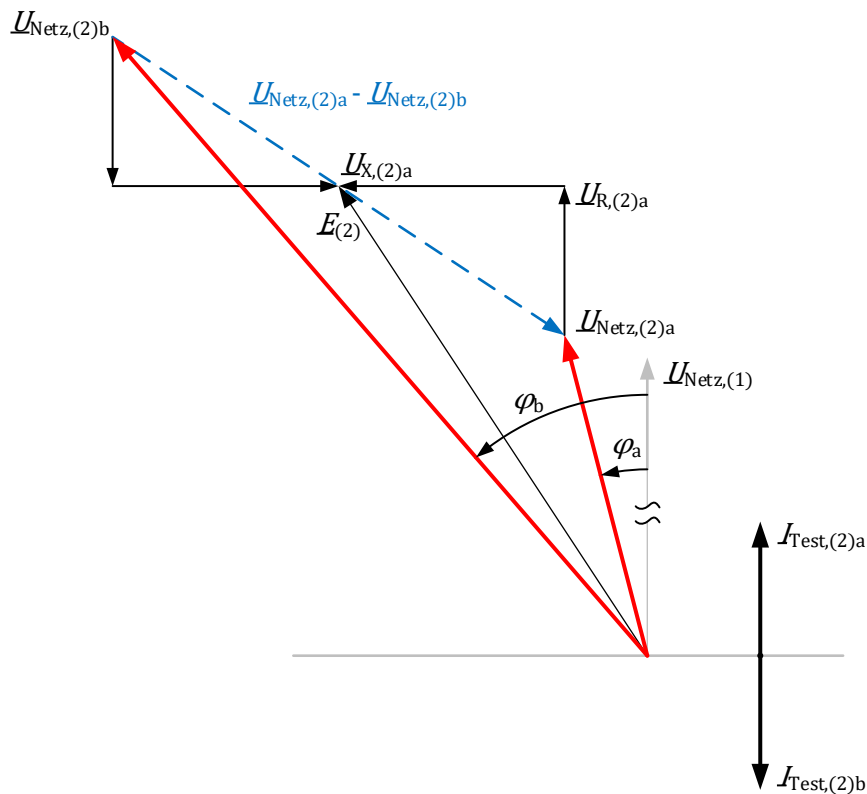


Abbildung 34: Zeigerdiagramm zur Netzvermessung mit Hilfe der Zweipunkt-Methode. Zur besseren Anschaulichkeit der Teilspannungsfälle wird die Impedanzdarstellung verwendet.

Einen vereinfachten Programmablaufplan, der die notwendigen Schritte zur Bestimmung der Netzadmittanz beschreibt, zeigt Abbildung 35. Hierbei wird nach der Vorgabe der Teststromsollwerte eine Einschwingzeit von 30 ms gewährt (siehe dazu Abbildung 25) und anschließend ohne weitere Messung von stationärer Genauigkeit ausgegangen.

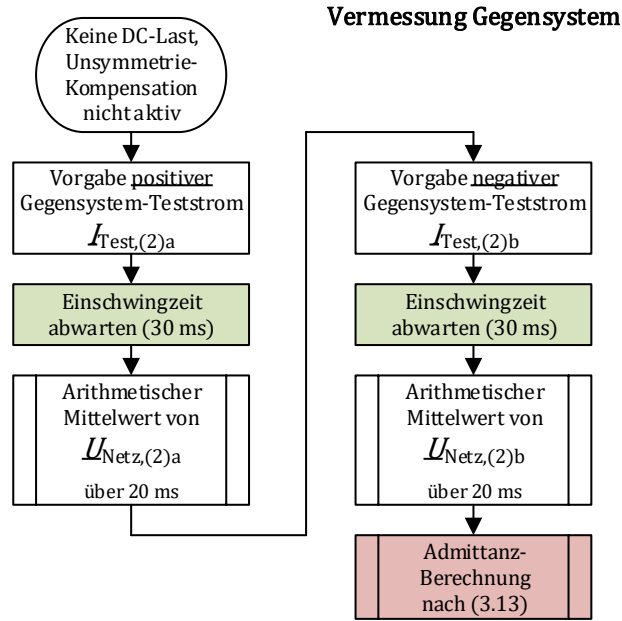


Abbildung 35: Vereinfachter Programmablaufplan zur Vermessung der Gegensystem-Netzadmittanz mit Hilfe des Wechselrichters

Die ruhenden Zeiger $\underline{U}_{\text{Netz},(2)a}$ und $\underline{U}_{\text{Netz},(2)b}$ werden aus den Spannungsraumzeigern $\underline{u}_{\text{Netz},(1)}$ und $\underline{u}_{\text{Netz},(2)}$ nach dem Schema in Abbildung 36 bestimmt, wobei die Operation „arctan2“ auf einen Vollkreis abbildet. Bei Addition (!) der zeitveränderlichen Mit- und Gegensystem-Raumzeigerwinkel resultiert der zeitlich konstante und aus Abbildung 34 bekannte Winkel φ . Per Messung über einen längeren Zeitraum und anschließender Mittelwertbildung (hier über 20 ms) lassen sich in der Praxis nicht auszuschließende störende Einflüsse teilweise ausblenden.

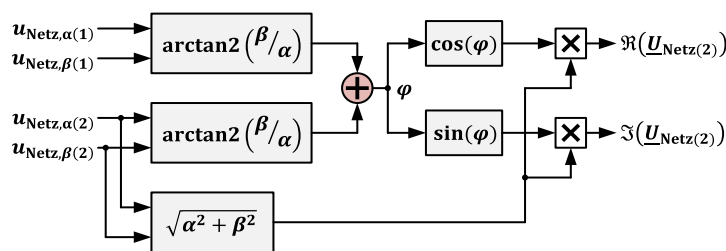


Abbildung 36: Schema zur Bestimmung des Gegensystemzeigers $\underline{U}_{\text{Netz},(2)}$ aus den Mit- und Gegensystem Raumzeigern

Bei der Bestimmung der Nullsystem-Admittanz kann analog vorgegangen werden. Der in das Nullsystem einzuspeisende Sinus-Teststrom kann durch Wiederverwendung von (3.14) generiert werden, indem $i_{\text{Test},\alpha(2)}^* = i_{\text{Test},(0)}^*$ gesetzt wird⁸. Die zur Winkelbestimmung notwendige Querkomponente der gemessenen Netz-Nullspannung $u_{\text{Netz},\perp(0)}$ lässt sich dazu aus $u_{\text{Netz},(0)}$ mit Hilfe eines verallgemeinerten Integrators erzeugen.

3.5 Grenzen des Kompensationsverfahrens

Bei dem in 3.3.3 beschriebenen Kompensationsverfahren und auch beim Vermessen der Netzadmittanz (Kapitel 3.4) wurden einige Annahmen und Vereinfachungen getroffen, die nur einen Teil der real vorkommenden Betriebssituationen widerspiegeln. Deren Auswirkungen und notwendige Zusatzmaßnahmen werden nachfolgend besprochen.

Die primäre Aufgabe des Wechselrichters besteht darin, die angeschlossene DC-Last zu versorgen, was über das Strom-Mitsystem geschieht. Der Kompensationsaufgabe kann er entsprechend nur bei einer Teilauslastung nachkommen und auch hier ist nicht bei jeder Unsymmetrie/Netzsituation eine vollständige Kompensation möglich. Für eine gegebene Mitsystemauslastung wird in Kapitel 3.6.2 und 3.6.3 die dafür zur Verfügung stehende Grenzlast berechnet. Zuvor soll jedoch eine Möglichkeit aufgezeigt werden, wie generell eine aktive Begrenzung der Kompensationsströme erfolgen kann.

In der Regel besteht ein Niederspannungsnetz nicht nur aus einer einzelnen Stichleitung, an deren Enden der Transformator bzw. ein Zusammenschluss von Erzeugern/Verbrauchern angeschlossen sind. Komplexere Netzformen, beispielsweise Maschen- oder Ringnetze, mit teilweise mehreren Einspeisepunkten können ihre Netzadmittanz (von einem definierten Anschlusspunkt gesehen) je nach Konfiguration und Fahrweise ändern [28]. So stellt sich die Frage, wie das Kompensationsverfahren bei einer solchen Änderung reagiert, bzw. bis zu welchem Grad eine Fehlannahme im nicht laufend aktualisierten Netzmodell zulässig ist.

3.5.1 Begrenzung der Kompensationsströme

Eine Begrenzung des Stroms kann durch Teilkompensation erfolgen – im stationären Zustand verbleibt dann eine Restunsymmetrie, d.h. die Gegen- und Nullsystemspannungen am Netzananschlusspunkt werden nicht vollständig zu null geregelt. Der Grad der Kompensation kann getrennt für beide Systeme durch die in Abbildung 31 eingeführten Gegenkopplungsfaktoren

⁸ Es ist zu beachten, dass die Sollwerte für das Gegensystem während der Nullsystem-Messung zu null gesetzt werden. Die Vermessung beider Systeme hat immer sequentiell zu erfolgen.

$K_{\text{Komp},(2)}$ bzw. $K_{\text{Komp},(0)}$ eingestellt werden. Anhand der Übertragungsfunktion des Sinusintegrators für das Gegensystem (3.15) lässt sich die Wirkung der Gegenkopplung nachvollziehen.

$$\begin{aligned} \frac{(U'_{\text{Netz},\alpha(2)} + j \cdot U'_{\text{Netz},\beta(2)})(s)}{(\Delta U_{\text{Netz},\alpha(2)} + j \cdot \Delta U_{\text{Netz},\beta(2)})(s)} &= \frac{\omega_c/4 \cdot (s - j \cdot \omega_n)}{s^2 + 2 \cdot K_{\text{Komp},(2)} \cdot \omega_c/4 \cdot s + \omega_n^2} \\ &= \frac{1}{K_{\text{Komp},(2)}} \Big|_{s=-j \cdot \omega_n} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Für $K_{\text{Komp},(2)} = 0$ ist die Verstärkung des Integrators aus Sicht eines Eingangssignals mit der Kreisfrequenz $-\omega_n$ unendlich. Entsprechend wird die Regeldifferenz $\underline{u}_{\text{Netz},(2)}$ nach genügend langer Zeit vollständig eliminiert. Dies ist für $K_{\text{Komp},(2)} \neq 0$ nicht der Fall. Das Verhältnis zwischen dem Gegensystem-Spannungsraumzeiger vor und nach dem Aktivieren der Kompensation lässt sich durch (3.16) ausdrücken. Gleichung (3.17) beschreibt das Verhältnis zwischen den in das Netz einzuspeisenden Strömen bei Teil- und Vollkompensation, d.h. die erzielbare Stromreduktion. In beiden Zusammenhängen wird jeweils ein exaktes Netzmodell vorausgesetzt. Für das Nullsystem ergeben sich gleichlautende Ausdrücke mit $K_{\text{Komp},(0)}$.

$$\frac{\underline{u}_{\text{Netz},(2)}|_{\text{kompensiert}}}{\underline{u}_{\text{Netz},(2)}|_{\text{unkompensiert}}} = \frac{K_{\text{Komp},(2)}}{1 + K_{\text{Komp},(2)}} \quad (3.16)$$

$$\frac{\underline{i}_{\text{Komp},(2)}|_{K_{\text{Komp},(2)} \neq 0}}{\underline{i}_{\text{Komp},(2)}|_{K_{\text{Komp},(2)} = 0}} = \frac{1}{1 + K_{\text{Komp},(2)}} \quad (3.17)$$

3.5.2 Robustheit gegenüber einer Admittanz-Fehlschätzung

Zur Beurteilung der Robustheit des Verfahrens gegenüber einer Admittanz-Fehlschätzung im Gegensystem wird das Blockschaltbild in Abbildung 37 herangezogen (das Vorgehen für das Nullsystem ist analog). Es umfasst als Streckenelemente das LCL-Filter, die reale Netz-Gegenimpedanz und den mit der Filterdrossel L_2 gebildeten Spannungsteiler (die Schaltskizze in Abbildung 38 verdeutlicht die Verortung der gewonnenen Teilspannung). Der rot hinterlegte Kasten beschreibt die Kombination des Netzmodells (3.11) und der aufgelösten Darstellung von (3.15) mit $K_{\text{Komp},(2)} = 0$, d.h. der Berechnungsvorschrift für den Kompensationsstrom-Sollwert $\underline{i}_{\text{Komp},(2)}^*$ bei vollständiger Kompensation. Das Innenleben der nachgelagerten Einheit „Netzstromregelung“ fasst die aus Abbildung 23 bekannten Mess-, Regel- und Stellglieder zusammen. In Verbindung mit dem CCF zur Auskopplung der Gegensystemspannung $\underline{u}_{\text{Netz},(2),\text{mess}}$ ist somit die komplette Kompensationsregelschleife mit sämtlichen Dynamikelementen abgebildet. Zu beachten ist, dass alle Signale vektorielle Raumzeigergrößen in $\alpha\beta$ -Koordinaten sind.

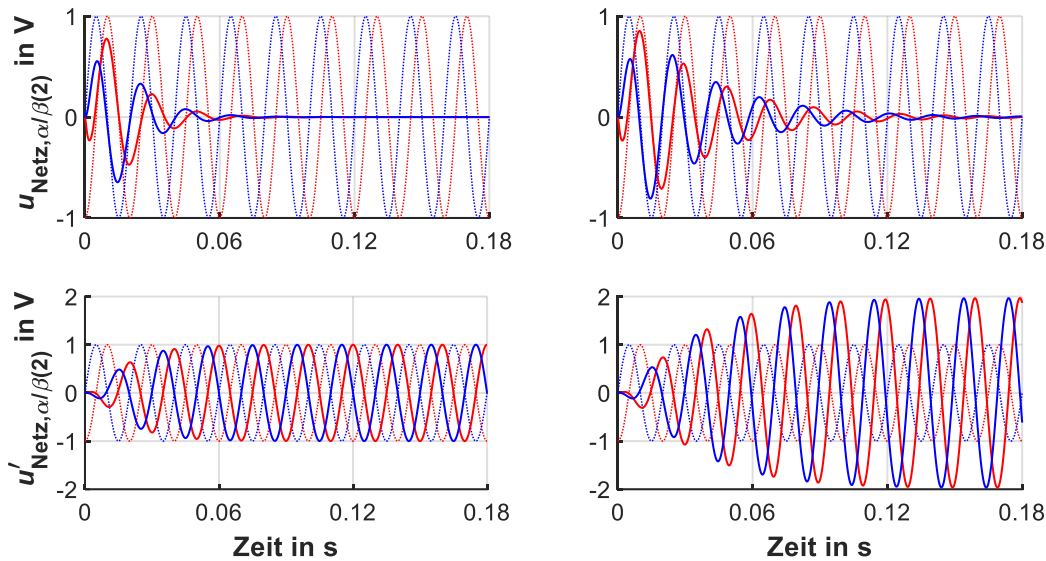


Abbildung 39: Ausregelvorgang der Gegensystemspannung am Netzanschlusspunkt (oben) und Stellgröße des Integrierers (unten) bei exaktem (linke Spalte) und einem fehlerbehafteten Netzmodell (rechte Spalte). Angreifende Störspannung $\underline{e}_{(2)}$ jeweils gestrichelt eingezeichnet.

Abbildung 40 visualisiert mögliche Kombinationen von Modellannahmen mit Werten zwischen 10 % und Faktor 10 bezogen auf einen realen Konduktanz- bzw. Suszeptanzwert (Bezugswerte: $G_{(2)} = 1,69 \text{ S}$; $B_{(2)} = -0,86 \text{ S}$). Die Farben geben einen Hinweis auf Stabilität und die zu erwartende Ausregelzeit, wobei die Beurteilung anhand der Polstellenlage des Regelkreises erfolgt. Rote Bereiche haben Polstellen rechts der Imaginärachse zur Folge und führen zu instabilem Verhalten. Der grün hinterlegte Bereich stellt eine praktische Grenze dar, die durch Ausregelzeiten unter 200 ms gekennzeichnet ist. Neben der größeren Ausregelzeit ist in den gelben Bereichen teilweise mit ausgeprägten (aber abklingenden) DC-Gliedern zu rechnen, die sich auch im Netzstrom zeigen.

Die Ergebnisse lassen den Schluss zu, dass prinzipiell große Abweichungen innerhalb des Netzmodells tolerierbar sind. So bleibt die Funktionalität der Kompensation bei sich ändernden Netzkonfigurationen in weiten Bereichen auch ohne erneute Admittanzmessung erhalten. Es wäre sogar denkbar, die Kompensation auf der Grundlage eines Netzmodells arbeiten zu lassen, das ausschließlich auf Betriebsmittelkennwerte in Form von „Typenschildangaben“ zurückgreift. Bei einfachen Netztopologien ohne große räumliche Ausdehnung könnte sich die Angabe gar auf den die Netzimpedanz dominierenden Einspeisetrafo beschränken.

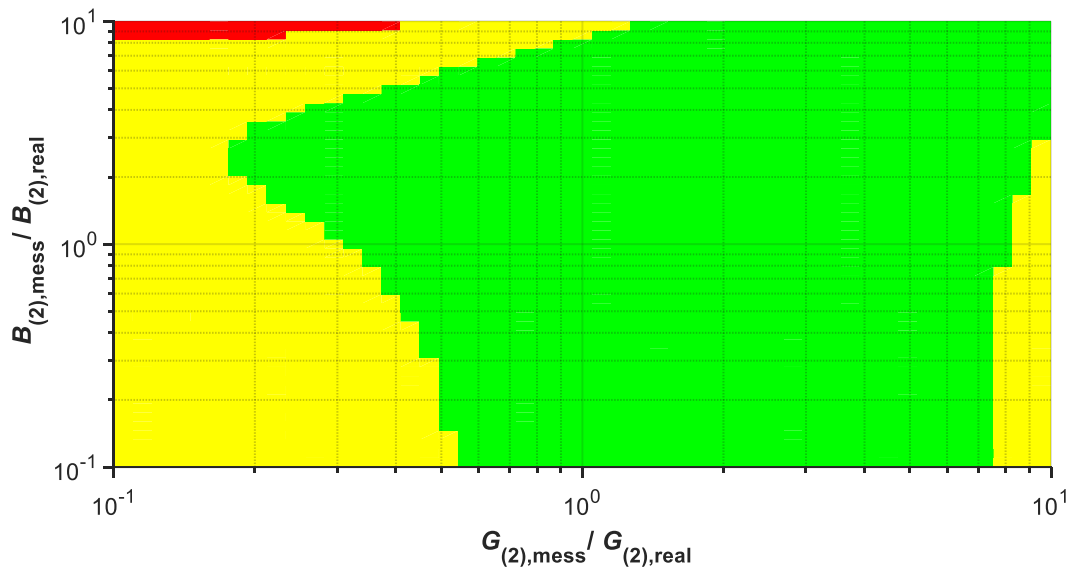


Abbildung 40: Zulässige relative Netzmodellabweichungen für das Gegensystem bei vollständiger Kompensation. Farbskala: grün = stabil, gelb = stabil mit Pollage $\sigma \leq -25 \text{ s}^{-1}$ und damit großen Ausregelzeiten, rot = instabil.

Sollen die Kompensationsströme begrenzt werden und nur eine teilweise Kompensation erfolgen, tragen die von null verschiedenen Gegenkopplungsfaktoren $K_{\text{Komp},(2)}$ bzw. $K_{\text{Komp},(0)}$ zu einer Aufweitung des stabilen Bereichs bei. Dementsprechend stellt die Darstellung in Abbildung 40 bereits das ungünstigste Szenario dar.

3.6 Stationäre Betriebsgrenzen des Wechselrichters

Die zusätzliche Stromeinspeisung in das Gegen- und Nullsystem macht eine erweiterte Betrachtung der Wechselrichterbetriebsgrenzen notwendig. Ziel ist eine anschauliche Darstellung der Reservekapazität, die für einen vorgegebenen Mitsystem-Betriebspunkt ausdrückt, in welchem Umfang der Kompensationsaufgabe nachgekommen werden kann. Dabei ergibt sich die zur Verfügung stehende Reservekapazität aus den bei der Hardwareauslegung festgelegten Spannungs-, Strom- und Leistungsgrenzen. Der Übersicht halber wird zunächst nur ein zusätzliches Gegensystem berücksichtigt, d.h. ein etwaig vorhandener Neutralleiter bleibt stromlos. Im zweiten Schritt wird die Darstellung dann um ein Nullsystem ergänzt, wofür einige Vereinfachungen getroffen werden.

Für die Darstellung der Betriebsgrenzen werden folgende Annahmen getroffen:

- Die Netzspannung sei symmetrisch und demnach durch ein reines Spannungs-Mitsystem vollständig beschrieben.
- Gegenüber der Impedanz des LCL-Filters sei die Netzimpedanz vernachlässigbar und wird für die drei symmetrischen Komponentensysteme zu null gesetzt.

Sämtliche Betrachtungen beziehen sich also auf eine ideale Anschlusssituation, die für eine grundlegende, quantitative Beschreibung der Zusammenhänge zweckmäßig erscheint.

3.6.1 Betriebsgrenzen bei reiner Mitsystembelastung

Um die Reservekapazität für ein zusätzliches Gegen- oder Nullsystem auszudrücken, müssen zunächst die Betriebsgrenzen für das Mitsystem verstanden und beschrieben werden.

Eine Auswertung der Knoten- und Maschengleichungen des einphasigen Ersatzschaltbildes für das LCL-Filternetzwerk in Abbildung 19 liefert im Mitsystem einen Ausdruck für den Spannungsphasor $\underline{U}_{WR(1)}$. Dieser muss im stationären Zustand vom Wechselrichter gestellt werden.

$$\begin{aligned}\underline{U}_{WR(1)} &= \underline{I}_{Netz(1)} \cdot j \cdot \omega_n \cdot (L_1 + L_2 - \omega_n^2 L_1 L_2 C_f) + \underline{U}_{Netz(1)} \cdot (1 - \omega_n^2 L_1 C_f) \\ \underline{U}_{WR(1)} &= \underline{I}_{Netz(1)} \cdot j \cdot K_1 + \underline{U}_{Netz(1)} \cdot K_2\end{aligned}\quad (3.18)$$

$$\text{mit } K_1 = 1,73 \, \Omega; \quad K_2 = 0,994$$

Im Mitsystem sind die Betriebsgrenzen in Abhängigkeit des auf die Netzspannung bezogenen Netzstromwinkels $\varphi_{i,Netz(1)}$ entweder bei Annäherung an den maximal zulässigen Phasenstrom-Effektivwert oder die maximale Stellamplitude erreicht. Die Maximalwerte sind nach (3.19) festgelegt. Durch Begrenzung der Stellamplitude auf 90 % der halben Zwischenkreisspannung ist auch bei voller Aussteuerung in der Regel ausreichend Dynamikreserve vorhanden, um auf transiente Netzereignisse reagieren zu können.

$$\begin{aligned}\tilde{I}_{Netz,max} &= 16 \, \text{A} \\ \hat{U}_{WR,max} &= 0,9 \cdot \frac{U_{DC,0}}{2} = 342 \, \text{V}\end{aligned}\quad (3.19)$$

Zur weiteren Berechnung überprüft ein einfacher Algorithmus für sämtliche Netzstromwinkel $\varphi_{i,Netz(1)} = 0 \dots 2\pi$, ob (3.20) erfüllt ist. Andernfalls arbeitet der Wechselrichter an der Spannungsgrenze und der Netzstrom muss entsprechend reduziert werden.

$$|\underline{U}_{WR(1)}| \leq \hat{U}_{WR,max} \quad (3.20)$$

$$\text{für } |\underline{I}_{Netz(1)}| = \sqrt{2} \cdot \hat{I}_{Netz,max}$$

Durch Umstellen von (3.18) nach dem Netzstromphasor lässt sich der Ausdruck (3.21) aufstellen, der die zulässige Netzstromamplitude an der Spannungsgrenze mit $|\underline{U}_{WR(1)}| = \hat{U}_{WR,max}$ beschreibt⁹.

$$\hat{I}_{Netz(1)} = \frac{1}{K_1} \cdot \begin{bmatrix} \hat{U}_{WR,max} \cdot \cos(\varphi_{i,WR(1)} - \varphi_{i,Netz(1)} - \pi/2) \dots \\ +j \cdot \hat{U}_{WR,max} \cdot \sin(\varphi_{i,WR(1)} - \varphi_{i,Netz(1)} - \pi/2) \dots \\ -\hat{U}_{Netz(1)} \cdot K_2 \cdot \cos(\varphi_{i,Netz(1)} + \pi/2) \dots \\ +j \cdot \hat{U}_{Netz(1)} \cdot K_2 \cdot \sin(\varphi_{i,Netz(1)} + \pi/2) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Aus der Forderung nach einer reellwertigen Netzstromamplitude folgt, dass die Imaginärteile in (3.21) verschwinden müssen, was gleichzeitig mit (3.22) eine Lösung für den noch unbekannten Stromwinkel $\varphi_{i,WR(1)}$ auf der Wechselrichterseite liefert.

$$\varphi_{i,WR(1)} = \varphi_{i,Netz(1)} + \pi/2 - \arcsin\left(\frac{\hat{U}_{Netz(1)}}{\hat{U}_{WR,max}} \cdot K_2 \cdot \sin(\varphi_{i,Netz(1)} + \pi/2)\right) \quad (3.22)$$

Es ist üblich die Betriebsgrenzen in Form einer PQ-Ebene dazustellen. Nachdem für alle Netzstromwinkel die Amplitude des Netzstroms bekannt ist, lässt sich dafür die komplexe Dreiphasenscheinleistung an den Wechselrichterausgangsklemmen mit (3.23) bestimmen.

$$\underline{S} = P + jQ = \frac{3}{2} \cdot \underline{U}_{Netz(1)} \cdot \underline{I}_{Netz(1)}^* \quad (3.23)$$

In Abbildung 41 ist die PQ-Ebene grafisch dargestellt. Es gelten die in (3.19) angegebenen Stellgrößen- und Strombegrenzungen. Die Netzspannungsamplitude nimmt ihren Nominalwert mit $|\underline{U}_{Netz(1)}| = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$ an.

Bei Betriebspunktvorgaben mit reiner Wirkleistung – auch in Kombination mit negativer Blindleistung – ist die kreisförmige Stromgrenze ausschlaggebend. Bei positiver Blindleistung wird die Spannungsgrenze erreicht, sodass der Wechselrichter thermisch nicht voll ausgenutzt werden kann. Auf der gelb gestrichelten Gerade liegen alle Betriebspunkte, die zu einem Grund-

⁹ Dazu sind sämtliche Phasoren in die Eulerdarstellung zu überführen gemäß $\underline{I}_{Netz(1)} = \hat{I}_{Netz(1)} \cdot e^{j\varphi_{i,Netz(1)}}$ bzw. $\underline{I}_{Netz(1)} = \hat{I}_{Netz(1)} \cdot (\cos \varphi_{i,Netz(1)} + j \cdot \sin \varphi_{i,Netz(1)})$.

schwungsleistungsfaktor $|\cos \varphi_{i, \text{Netz}(1)}| = 0,9$ führen. Dieses Verhalten wird gemäß Anwendungsrichtlinie VDE-AR-N-4105 in bestimmten Netzsituation gefordert, um einer Verletzung der Spannungsbänder bei Wirkleistungseinspeisung und –bezug entgegenzuwirken [53]. Dazu wird die Netzeinspeisung ($P > 0$ im EZS) von negativer Blindleistung begleitet, die bei Annahme einer induktiv dominierten Netzimpedanz einem Spannungsanstieg am Netzanschlusspunkt entgegenwirkt. Analog wird bei Netzbezug ($P < 0$ im EZS) ein Anteil positiver Blindleistung eingestellt, der einen Spannungseinbruch verhindern soll.

In Anlehnung an die Polradspannung einer elektrisch erregten Synchronmaschine wird für $P > 0$ und $Q < 0$ von untererregtem Betrieb mit ohmsch/induktivem bzw. für $P < 0$ und $Q > 0$ von übererregtem Betrieb mit ohmsch/kapazitiven Klemmenverhalten gesprochen. Für einen $\cos \varphi_{i, \text{Netz}(1)} = 0,9$ ist dieses Verhalten unter voller Ausnutzung der thermischen Grenzbelastung gerade noch möglich, wie aus Abbildung 41 hervorgeht. Mit Erreichen der Stromgrenze ist der Wechselrichter für $P < 0$ und $Q > 0$ auch an seiner Spannungsgrenze angelangt.

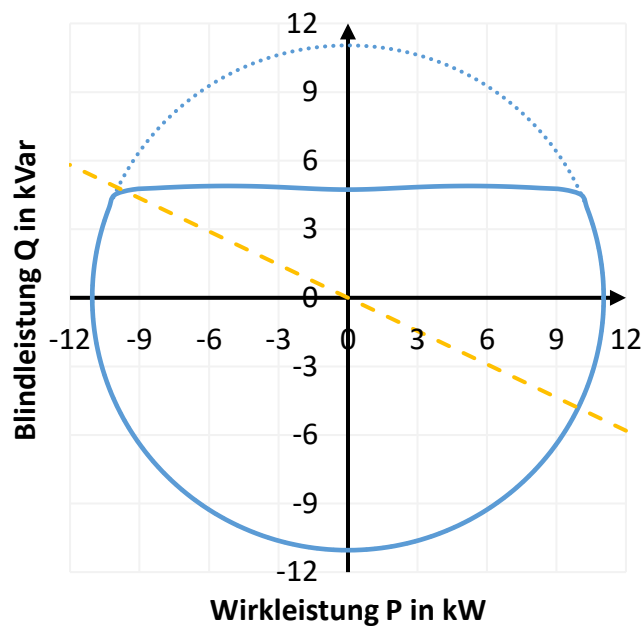


Abbildung 41: Betriebsgrenzen des realisierten Wechselrichters für reine Mitsystembelastung

3.6.2 Betriebsgrenzen mit zusätzlichem Gegensystem

Ein beliebig unsymmetrisches Dreiphasen-Wechselstromsystem mit Neutralleiter kann in ein Nullsystem und ein bisymmetrisches System ohne Neutralleiter zerlegt werden [16]. Letzteres trägt seinen Namen, da zur Beschreibung zwei jeweils symmetrische Systeme – das Mit- und Gegensystem ausreichen.

Wird dem Wechselrichter neben dem Mitsystemstrom $\underline{I}_{\text{Netz}(1)}$ ein zusätzlicher Gegensystemstrom $\underline{I}_{\text{Netz}(2)}$ abverlangt, überlagern sich sowohl die Ströme, als auch deren zugeordnete Stellgrößen. Zur Darstellung der Betriebsgrenzen ist also eine kombinierte Betrachtung notwendig, wobei anders als beim reinen Mitsystem die maximal zur Verfügung stehende Pendelleistung als zusätzliche dritte Größenbeschränkung beachtet werden muss.

3.6.2.1 Spannungsgrenze

Ein Zusammenhang zwischen Netzstrom und Stellgröße im Gegensystem ist mit Formel (3.24) gegeben.

$$\underline{U}_{\text{WR}(2)} = \underline{I}_{\text{Netz}(2)} \cdot j \cdot K_1 + \underline{U}_{\text{Netz}(2)} \cdot K_2 \quad (3.24)$$

Ihre Struktur und auch ihre Koeffizienten sind identisch zur Darstellung in Formel (3.18) in Kapitel 3.6.1 für das Mitsystem¹⁰. Wie eingangs erwähnt, wird die Netzspannung als reines Mitsystem aufgefasst. Daher gilt $\underline{U}_{\text{Netz}(2)} = 0$.

Eine direkte Überlagerung von Phasorengrößen ist wenig zielführend, da hierbei wesentliche Zusammenhänge nur schwer erkannt werden. Es ist aber ohne weiteres möglich, diese Addition auf eine Raumzeigerdarstellung anzuwenden. Für den Summenraumzeiger der Stellgröße gilt dann:

$$\underline{u}_{\text{WR}} = u_{\text{WR},\alpha} + j \cdot u_{\text{WR},\beta} = \underline{U}_{\text{WR}(1)} \cdot e^{j\omega_n t} + \underline{U}_{\text{WR}(2)}^* \cdot e^{-j\omega_n t} \quad (3.25)$$

Die Summanden in Gleichung (3.25) beschreiben einzeln betrachtet einen Kreis in der $\alpha\beta$ -Diagonalkomponentenebene. Durch ihren entgegengesetzten Drehsinn ergibt die Überlagerung

¹⁰ Die Gleichheit von Mit- und Gegensystemimpedanz gilt für alle passiven, d.h. nicht „rotierenden“ Netzwerke. Insbesondere auch dann, wenn wie bei einer dreischenkigen Drossel induktive Kopplungen zwischen den Phasen auftreten. Bei einer Synchronmaschine gilt diese Gleichheit nicht.

eine Ellipse, deren große und kleine Halbachse mit a bzw. b bezeichnet wird. Weiterhin beschreibt ϕ_u den Verkippungswinkel der großen Halbachse gegenüber der α -Koordinatenachse. Die zugehörigen Definitionen zeigen (3.26) und Abbildung 42.

$$\begin{aligned}
 a &= |\underline{U}_{WR(1)}| + |\underline{U}_{WR(2)}| \\
 b &= ||\underline{U}_{WR(1)}| - |\underline{U}_{WR(2)}|| \\
 \phi_u &= \frac{\arg(\underline{U}_{WR(1)}) - \arg(\underline{U}_{WR(2)})}{2} = \frac{\varphi_{u,WR(1)} - \varphi_{u,WR(2)}}{2}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

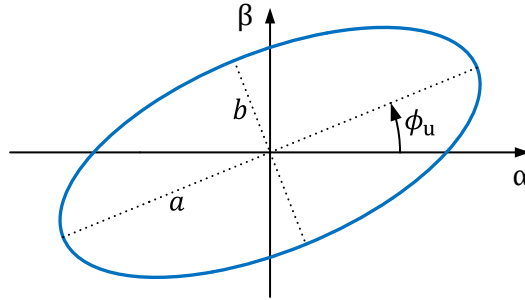


Abbildung 42: Definition der Ellipsen-Halbachsen a und b sowie des Verkippungswinkels

Ein die Ellipse umschließender Kreis darf unter allen möglichen Betriebspunkten einen maximalen Radius nicht überschreiten. Dieser ergibt sich aus der Stellgrößenbeschränkung und hängt somit von der Zwischenkreisspannung sowie der Modulationsart ab. Den Zusammenhang in Diagonalkomponenten zeigt (3.27). Für die zum Einsatz kommende Sinus-Dreieck-PWM ist der Modulationsindex $m_a = 1$ und die Aussteuerung kann wieder mit $A = 0,9$ angesetzt werden. Identische Annahmen wurden bereits für den Ausdruck der Spannungsgrenze $\hat{U}_{WR,max}$ in (3.19) getroffen, ohne jedoch explizit auf den Modulationsindex hinzuweisen.

$$\sqrt{u_{WR,\alpha,max}^2 + u_{WR,\beta,max}^2} = m_a \cdot A \cdot \frac{U_{DC,0}}{2} = \hat{U}_{WR,max} \tag{3.27}$$

Mit der Beziehung für die große Halbachse a in (3.26) kann damit bei gegebener Mitsystemauslastung, die sich in einer Stellgrößenamplitude $|\underline{U}_{WR(1)}|$ widerspiegelt, der maximal zur Verfügung stehende Wert $|\underline{U}_{WR(2),max}|$ berechnet werden. Unter Anwendung von (3.18) und (3.24) lässt sich daraus der Zusammenhang zwischen den jeweiligen Stromamplituden mit (3.28) an-

geben. Dieser ist abhängig vom Phasenwinkel $\varphi_{i, \text{Netz}(1)}$, aber unabhängig von der Phasendifferenz $\varphi_{i, \text{Netz}(1)} - \varphi_{i, \text{Netz}(2)}$, da diese lediglich die Orientierung ϕ_u , nicht aber die Größe der Stellspannungsellipse beeinflusst¹¹.

$$|\underline{I}_{\text{Netz}(2), \max}| = \frac{\hat{U}_{\text{WR}, \max} - |\underline{I}_{\text{Netz}(1)} \cdot j \cdot K_1 + \underline{U}_{\text{Netz}(1)} \cdot K_2|}{K_1} \quad (3.28)$$

3.6.2.2 Stromgrenze

Wie bei der reinen Mitsystembelastung muss neben der Stellspannungsbegrenzung auch die thermische Stromgrenze bei der Darstellung zulässiger Betriebsbereiche berücksichtigt werden. Dazu werden die Stromkomponenten aus Mit- und Gegensystem zunächst überlagert und in $\alpha\beta$ -Darstellung gebracht, wie in (3.29) dargestellt.

$$\begin{aligned} i_{\text{Netz}, \alpha} &= |\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot \cos(\omega_n \cdot t + \varphi_{i, \text{Netz}(1)}) + |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \cos(\omega_n \cdot t + \varphi_{i, \text{Netz}(2)}) \\ i_{\text{Netz}, \beta} &= |\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \varphi_{i, \text{Netz}(1)}) - |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \varphi_{i, \text{Netz}(2)}) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Die thermische Stromgrenze des gesamten Wechselrichters ist erreicht, wenn innerhalb eines Außenleiters der maximal zulässige Effektivwert fließt. Gesucht ist demnach ein Ausdruck, der ausgehend von (3.29) den Phasenstrom für die drei Außenleiter liefert, was mathematisch einer Projektion auf das abc-Koordinatensystem entspricht. Nach Umformung von (3.29) folgt in Vektorschreibweise (3.30).

$$\begin{bmatrix} i_{\text{Netz}, \alpha} \\ i_{\text{Netz}, \beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_\alpha \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \delta_\alpha) \\ K_\beta \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \delta_\beta) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

mit

$$\begin{aligned} K_\alpha &= \sqrt{|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}|^2 + |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}|^2 + 2 \cdot |\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \cos(\varphi_{i, \text{Netz}(1)} - \varphi_{i, \text{Netz}(2)})} \\ K_\beta &= \sqrt{|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}|^2 + |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}|^2 + 2 \cdot |\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \cos(\varphi_{i, \text{Netz}(1)} - \varphi_{i, \text{Netz}(2)} - \pi)} \\ \delta_\alpha &= \arctan2 \left(\frac{|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot \cos(\varphi_{i, \text{Netz}(1)} + \pi/2) + |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \cos(\varphi_{i, \text{Netz}(2)} + \pi/2)}{|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot \sin(\varphi_{i, \text{Netz}(1)} + \pi/2) + |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \sin(\varphi_{i, \text{Netz}(2)} + \pi/2)} \right) \\ \delta_\beta &= \arctan2 \left(\frac{|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot \cos(\varphi_{i, \text{Netz}(1)}) + |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \cos(\varphi_{i, \text{Netz}(2)} + \pi)}{|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot \sin(\varphi_{i, \text{Netz}(1)}) + |\underline{I}_{\text{Netz}(2)}| \cdot \sin(\varphi_{i, \text{Netz}(2)} + \pi)} \right) \end{aligned}$$

¹¹ Das ist nur zutreffend, solange weiterhin die Annahme $\underline{U}_{\text{Netz}(2)} = 0$ gilt.

Die Stromamplitude des Außenleiters, dem die a-Achse zugeordnet ist, lässt sich direkt mit K_α angeben, da α - und a-Achse identisch sind. Für die b- und c-Achse muss der Vektor (3.30) um den Winkel $\gamma = -\pi/3$, bzw. $\gamma = \pi/3$ rotiert werden, was mit (3.31) bewerkstelligt wird. Damit wird erreicht, dass auch die Amplituden des b- und c-Außenleiters nur noch von der Amplitude der α -Komponente abhängen. Für letztere kann nach Rotation und Umformung (3.32) geschrieben werden.

$$\begin{bmatrix} i_{\text{Netz},\alpha}^* \\ i_{\text{Netz},\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_\alpha \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \delta_\alpha) \\ K_\beta \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \delta_\beta) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$i_{\text{Netz},\alpha}^* = A_1 \cdot \cos(\omega_n \cdot t) + B_1 \cdot \sin(\omega_n \cdot t) \quad (3.32)$$

mit

$$A_1 = K_\alpha \cdot \sin \delta_\alpha \cdot \cos \gamma - K_\beta \cdot \sin \delta_\beta \cdot \sin \gamma$$

$$B_1 = K_\alpha \cdot \cos \delta_\alpha \cdot \cos \gamma - K_\beta \cdot \cos \delta_\beta \cdot \sin \gamma$$

Gemäß (3.32) wird die α -Komponente zu jedem Zeitpunkt als Summe zweier orthogonaler Funktionen gebildet. Daher drückt (3.33) die Stromamplitude im jeweiligen Außenleiter aus, die sich bei entsprechender Wahl von γ als Projektion der Stromraumzeigerkurve auf die a-, b- bzw. c-Achse auffassen lässt.

$$\hat{I}_{\text{Netz}} = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \quad (3.33)$$

Unter der Annahme, dass der Außenleiter der a-Achse am stärksten belastet ist, folgt bei Grenzauslastung, d.h. $K_\alpha = \tilde{I}_{\text{Netz,max}} \cdot \sqrt{2}$ durch Auflösen der Gleichung für K_α in (3.30) nach $|\underline{I}_{\text{Netz}(2)}|$:

$$\begin{aligned} |\underline{I}_{\text{Netz}(2),\text{max}}| &= -|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}| \cdot \cos(\varphi_{i,\text{Netz}(1)} - \varphi_{i,\text{Netz}(2)}) \dots \\ &+ \sqrt{|\underline{I}_{\text{Netz}(1)}|^2 \cdot (\cos^2(\varphi_{i,\text{Netz}(1)} - \varphi_{i,\text{Netz}(2)}) - 1) + (\tilde{I}_{\text{Netz,max}} \cdot \sqrt{2})^2} \end{aligned} \quad (3.34)$$

In Abhängigkeit einer gegebenen Mitsystemauslastung und der Winkeldifferenz $\varphi_{i,\text{Netz}(1)} - \varphi_{i,\text{Netz}(2)}$ lässt sich somit die Wechselrichter-Reservekapazität in Form von $|\underline{I}_{\text{Netz}(2),\text{max}}|$ angeben. In Abbildung 43 wurde dieser Wert als Sollwert für $|\underline{I}_{\text{Netz}(2)}|$ vorgegeben, was in Außenleiter a exakt an die thermische Belastungsgrenze führt, wie die Projektion verdeutlicht. Von dem eingezeichneten Kreis mit Radius $\tilde{I}_{\text{Netz,max}} \cdot \sqrt{2}$ sind lediglich die Schnittpunkte mit den

abc-Koordinatenachsen ausschlaggebend. Entsprechende Verkippungswinkel vorausgesetzt darf die Raumzeigerellipse – wie auch im vorliegenden Beispiel – diesen Kreis durchstoßen.

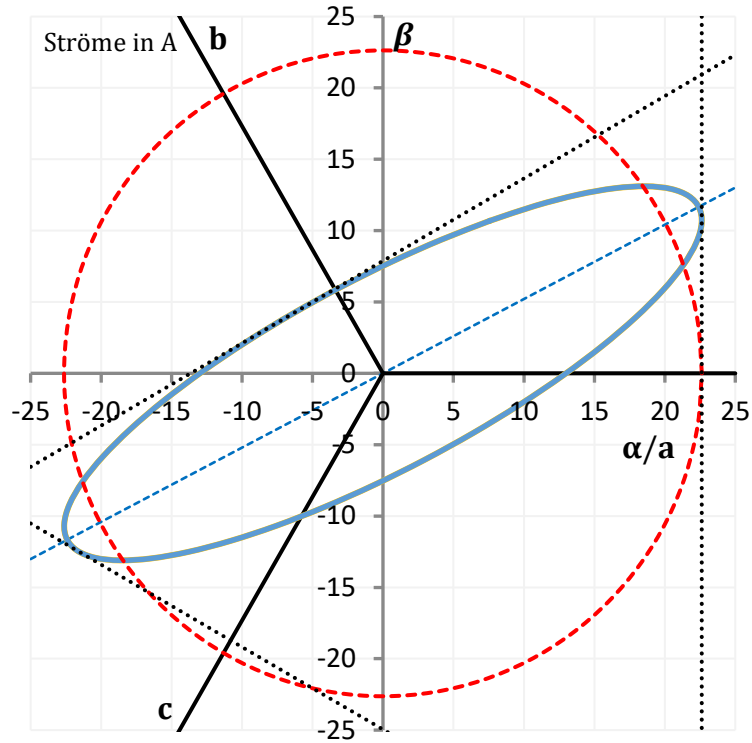


Abbildung 43: Stromraumzeigerkurve mit Projektionen auf abc-Koordinatensystem bei Grenzauslastung in Außenleiter a

Für praktische Anwendungen ist es meist unerheblich, welcher der drei Außenleiter den Grenzfall bestimmt und dementsprechend kann auf dessen Identifikation verzichtet werden. Wird das Argument beider Cosinus-Funktion in (3.34) geringfügig modifiziert, ist der Ausdruck für sämtliche Winkeldifferenzen gültig – nicht nur für solche, die in Außenleiter a zur maximalen Belastung führen. Ausgenutzt wird hierbei die $2\pi/3$ Periodizität der Projektionen. Die notwendige Modifikation zeigt (3.35).

$$\dots \cos^m \left((\varphi_{i,\text{Netz}(1)} - \varphi_{i,\text{Netz}(2)}) \bmod 2\pi/3 \right) \quad (3.35)$$

mit $m = 1$ bzw. $m = 2$

3.6.2.3 Pendelleistungsgrenze

Im Unterschied zur reinen Mitsystembelastung treten bei Vorhandensein eines Strom-Gegen-systems Leistungspendelungen mit der doppelten Netzgrundfrequenz $2 \cdot \omega_n$ auf, die vom Zwischenkreis des Wechselrichters aufgenommen werden müssen. Die Amplitude dieser Leistungspendelung wird im Folgenden berechnet und bildet ein weiteres Grenzkriterium, das bei der Vorgabe von Betriebspunkten eingehalten werden muss.

Die Gleichung (3.23) für die komplexe Wechselstromleistung kann formal ebenso auf Raumzeiger angewandt werden (3.36). Dies bildet die Grundlage zahlreicher Leistungstheorien, beispielsweise der bekannten „Instantaneous Power Theory“ [32].

$$\underline{s} = p + j \cdot q = \frac{3}{2} \cdot \underline{u}_{WR} \cdot \underline{i}_{WR}^* \quad (3.36)$$

Ein Ausdruck für den Spannungsraumzeiger \underline{u}_{WR} wurde bereits in (3.25) präsentiert. Der Stromraumzeiger \underline{i}_{WR} der netzabgewandten Seite des LCL-Filters lässt sich analog bilden. Dafür werden zunächst die Phasoren von Mit- und Gegensystem in Abhängigkeit von Netzspannung und -strom dargestellt, wie (3.37) und (3.38) zeigen.

$$\underline{i}_{WR(1)} = \underline{i}_{Netz(1)} \cdot (1 - \omega_n^2 L_2 C_f) + \underline{u}_{Netz(1)} \cdot j \cdot \omega_n C_f \quad (3.37)$$

$$\underline{i}_{WR(1)} = \underline{i}_{Netz(1)} \cdot K_3 + \underline{u}_{Netz(1)} \cdot j \cdot K_4$$

$$\underline{i}_{WR(2)} = \underline{i}_{Netz(2)} \cdot K_3 + \underline{u}_{Netz(2)} \cdot j \cdot K_4 \quad (3.38)$$

mit $K_3 = 0,998$; $K_4 = 5 \text{ mS}$

Auch bei dieser Betrachtung wird $\underline{u}_{Netz(2)}$ vernachlässigt und zu null gesetzt. Der Realteil von (3.36) weist bei unsymmetrischer Belastung sowohl konstante als auch harmonische Bestandteile auf. Nur letztere belasten den Zwischenkreis und ihr zeitabhängiger Momentanwert kann mit (3.39), bzw. die Amplitude mit (3.40) angegeben werden.

$$p_{WR,AC}(t) = \frac{3}{2} \cdot \left[\left| \underline{u}_{WR(1)} \right| \cdot \left| \underline{i}_{WR(2)} \right| \cdot \cos(2 \cdot \omega_n \cdot t + \varphi_{u,WR(1)} + \varphi_{i,WR(2)}) \dots \right] \quad (3.39)$$

$$\hat{p}_{WR,AC} = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{a^2 + b^2 + 2 \cdot a \cdot b \cdot \cos(\varphi_{u,WR(1)} - \varphi_{i,WR(1)} - \pi/2)} \quad (3.40)$$

mit $a = \left| \underline{u}_{WR(1)} \right| \cdot \left| \underline{i}_{WR(2)} \right|$; $b = \left| \underline{u}_{WR(2)} \right| \cdot \left| \underline{i}_{WR(1)} \right|$

Für eine gegebene Pendelleistungsamplitude $\hat{p}_{WR,AC}$ und Mitsystemauslastung lässt sich durch Umstellen von (3.40) die maximal zulässige Gegensystemamplitude $|L_{WR(2),max}|$ mit (3.41) angeben. Die Amplitude $\hat{p}_{WR,AC}$ ist im realisierten Aufbau auf 4 kVA festgelegt bzw. begrenzt.

$$|L_{WR(2),max}| = \frac{2}{3} \cdot \hat{p}_{WR,AC} \cdot \sqrt{\frac{1}{K_5}} \quad (3.41)$$

mit

$$K_5 = |U_{WR(1)}|^2 + \left[\frac{K_1}{K_3} \cdot |L_{WR(1)}| \right]^2 + \frac{2 \cdot K_1}{K_3} \cdot |U_{WR(1)}| \cdot |L_{WR(1)}| \cdot \cos(\varphi_{u,WR(1)} - \varphi_{i,WR(1)} - \pi/2)$$

3.6.2.4 Überlagerte Darstellung der Einzelgrenzen

In Abbildung 44 sind die drei beschriebenen Einflussgrößen Stellspannungsgrenze, thermische Stromgrenze sowie die Betriebsgrenze, die sich aus der limitierten Fähigkeit zur Bereitstellung von Pendelleistung ergibt, grafisch dargestellt. Mit ihrer Hilfe lässt sich für eine vorgegebene Mitsystemauslastung im Vorfeld bestimmen, inwieweit der Wechselrichter neben seiner eigentlichen Versorgungsaufgabe zusätzlich einen Gegensystemstrom bereitstellen kann.

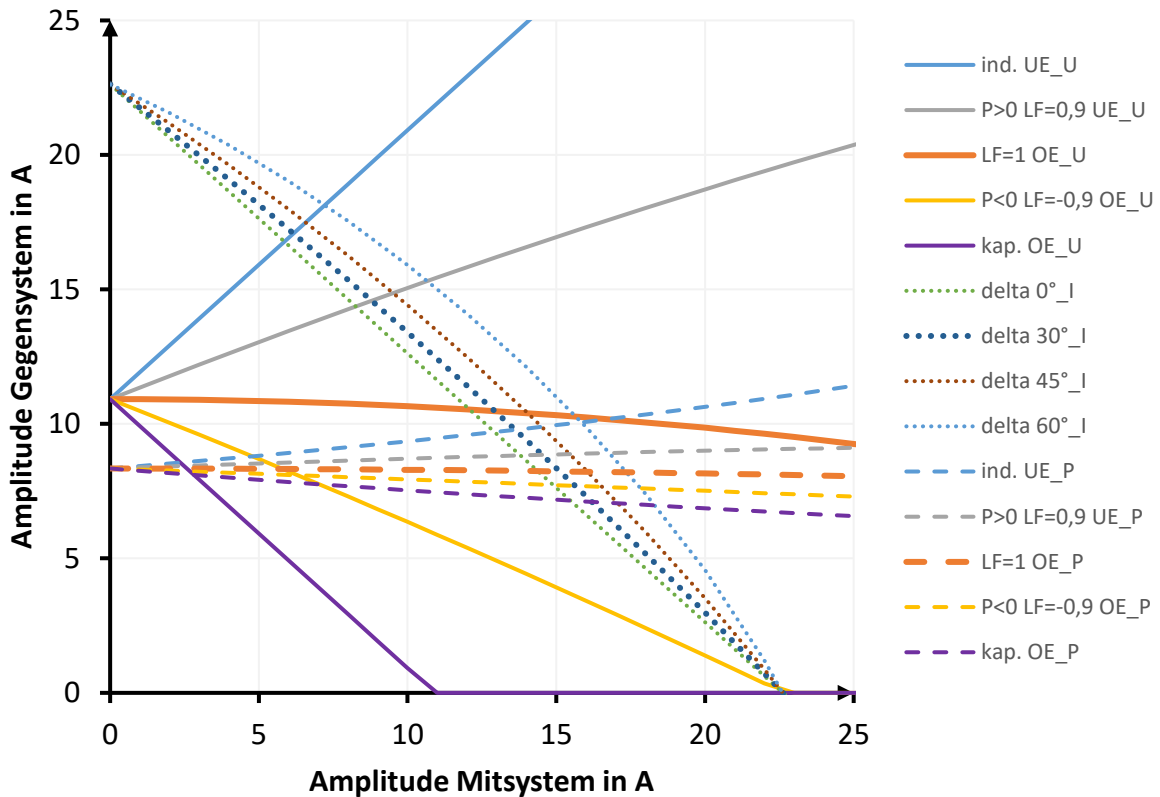


Abbildung 44: Zulässige Stromamplitude im Netzstromgegensystem in Abhängigkeit des Mitsystems bei verschiedenen Belastungsarten

Abgebildet sind drei Kurvenschaaren entsprechend der drei Kriterien. Der letzte Buchstabe innerhalb der Legendennotation deutet auf die jeweilige Grenze hin ($_U$, $_I$, und $_P$). Beispielfhaft werden für das Mitsystem gängige, teilweise bereits in 3.6.1 genannte Betriebsweisen angeführt. Diese sind die beiden Phasenschiebermodi (*ind. UE* und *kap. OE*), positive und negative Wirkleistung mit Grundswingungsleistungsfaktor $\cos \varphi_{i, \text{Netz}(1)} = \pm 0,9$ ($P > 0$ $LF = 0,9$ *UE* und $P < 0$ $LF = -0,9$ *OE*) sowie der Betrieb mit $\cos \varphi_{i, \text{Netz}(1)} = 1$ ($LF = 1$ *OE*). Der Zusatz *OE* und *UE* steht für über- bzw. untererregten Betrieb. Die Winkelangaben (z.B. *delta 0°*) entsprechen der Winkeldifferenz zwischen dem Mit- und Gegensystemstrom aus (3.35).

Zulässige Betriebspunkte sind solche, die unterhalb aller drei Kurven liegen. Als Beispiel kann bei einem Betrieb des Mitsystems mit $\cos \varphi_{i, \text{Netz}(1)} = 1$ und einer Winkeldifferenz $(\varphi_{i, \text{Netz}(1)} - \varphi_{i, \text{Netz}(2)}) \bmod 2\pi/3 = 30^\circ$ bis zu einer Mitsystem-Stromamplitude $|I_{\text{Netz}(1)}| \approx 15$ A eine Gegensystemamplitude von $|I_{\text{Netz}(2)}| \approx 8$ A bereitgestellt werden (die für das Beispiel maßgeblichen Grenzkennlinien sind mit einer größeren Linienstärke optisch hervorgehoben). Dabei arbeitet der Wechselrichter an der (Pendel-) Leistungsgrenze. Mit Erreichen der Stromgrenze (thermische Belastungsgrenze) muss der Gegensystemstrom reduziert werden und erreicht bei $|I_{\text{Netz}(1)}| \approx 22,6$ A den Wert null. Die Stellspannungsbegrenzung ist in dieser Betriebsweise nicht von Bedeutung.

3.6.3 Betriebsgrenzen mit zusätzlichem Gegen- und Nullsystem

Die in 3.6.2 beschriebene analytische Vorgehensweise kann prinzipiell auch um eine Nullsystemkomponente erweitert werden. Allerdings werden die dazu notwendigen Rechnungen sehr umfangreich und tragen nicht unbedingt zum besseren Verständnis der Zusammenhänge bei. Daher wird alternativ auf einen numerischen Ansatz zurückgegriffen, der iterativ für eine gegebene Gegen- und Nullsystemauslastung die zur Verfügung stehende Mitsystemamplitude ermittelt.

Ein zu diesem Zweck geschriebenes Matlab-Skript prüft für jeden in symmetrischen Komponenten vorgegebenen Arbeitspunkt, ob eine Verletzung der bereits in 3.6.2 vorgestellten Betriebsgrenzen (Stellspannung, Strom, Pendelleistung) vorliegt. Zusätzlich erfolgt eine Abfrage des Nullsystemstroms, der von der aktiven Zwischenkreissymmetrierung (siehe Kapitel 4.4) aufgebracht werden muss und auf den in (3.42) angegebenen Wert zu begrenzen ist.

$$|I_{\text{WR}(0), \text{max}}| = \frac{1}{3} \cdot 16 \text{ A} \cdot \sqrt{2} = 7,5 \text{ A} \quad (3.42)$$

Nach einer Transformation in Leitergrößen (2.1) erfolgt ähnlich wie in (3.24) und (3.37) die Berechnung der Stellspannungen sowie der wechselrichterseitigen Ströme, wofür der Einfluss des LCL-Filters zu berücksichtigen ist. Der eingeführte Ausdruck für die Pendelleistung (3.39) wird um die Null-Pendelleistung ergänzt zu (3.43), aus dem mit Hilfe einer Maximalwertbestimmung über ein 10 ms Intervall die Pendelleistungsamplitude hervorgeht.

$$p_{WR,AC}(t) = \frac{3}{2} \cdot \left[\begin{aligned} &|\underline{U}_{WR(1)}| \cdot |\underline{I}_{WR(2)}| \cdot \cos(2 \cdot \omega_n \cdot t + \varphi_{u,WR(1)} + \varphi_{i,WR(2)}) \dots \\ &+ |\underline{U}_{WR(2)}| \cdot |\underline{I}_{WR(1)}| \cdot \cos(2 \cdot \omega_n \cdot t + \varphi_{u,WR(2)} + \varphi_{i,WR(1)}) \dots \\ &+ |\underline{U}_{WR(0)}| \cdot |\underline{I}_{WR(0)}| \cdot \cos(2 \cdot \omega_n \cdot t + \varphi_{u,WR(0)} + \varphi_{i,WR(0)}) \end{aligned} \right] \quad (3.43)$$

Abbildung 45 zeigt in jeder der drei Spalten zwei Kurvenschaaren, wobei Strichlinien für Mitsystembetriebspunkte „ $P > 0, \cos \varphi_{i,Netz(1)} = 1$ “, d.h. für reine Wirkleistungseinspeisung stehen. Die Strichpunktlinien stellen einen Leistungsbezug mit „ $P < 0, \cos \varphi_{i,Netz(1)} = -0,9$ “ dar. Jede Farbe innerhalb einer Kurvenschaar repräsentiert eine diskrete Gegensystemamplitude und pro Spalte wird ein einziger Phasenwinkel des Gegensystemstroms in Bezug zur Mitsystemspannung dargestellt. Der Phasenwinkel des Nullsystemstroms beträgt in dieser Darstellung einheitlich 0° .

In der zweiten Zeile einer jeden Spalte ist für drei ausgewählte Kurven gezeigt, welche Grenze bei verschiedenen Nullsystemamplituden jeweils aktiv ist (die Indizes „AL“ und „NL“ stehen für „Außenleiter“, bzw. „Neutralleiter“). Bis zum Erreichen der Neutralleiter-, bzw. Nullsystemstromgrenze entsprechend (3.42) ist im Betrieb demzufolge die Außenleiter-Stromgrenze sowie die Stellspannungsgrenze maßgebend. Die Pendelleistungsgrenze spielt bei keinem der gewählten Betriebspunkten eine Rolle, was mit den in Abbildung 44 gezeigten Zusammenhängen erklärt werden kann.

Demnach wird die Pendelleistungsgrenze für „ $P < 0, \cos \varphi_{i,Netz(1)} = -0,9$ “ erst bei Gegensystemamplituden $\geq 7,7$ A aktiv – also oberhalb des Erfassungsbereichs von Abbildung 45 mit 7,5 A. Der Nullstrom trägt nur einen unwesentlichen zusätzlichen Anteil zur Pendelleistung bei, da bei Annahme einer symmetrischen Netzspannung die Nullspannung $\underline{U}_{WR(0)}$ an den Wechselrichterklappen in Form eines „Nullspannungsfalls“ über dem LCL-Filter klein ist.

In Abbildung 46 ist der Phasenwinkel des Nullsystemstroms im Vergleich zu Abbildung 45 bei sonst identischem Darstellungsumfang um 180° gedreht.

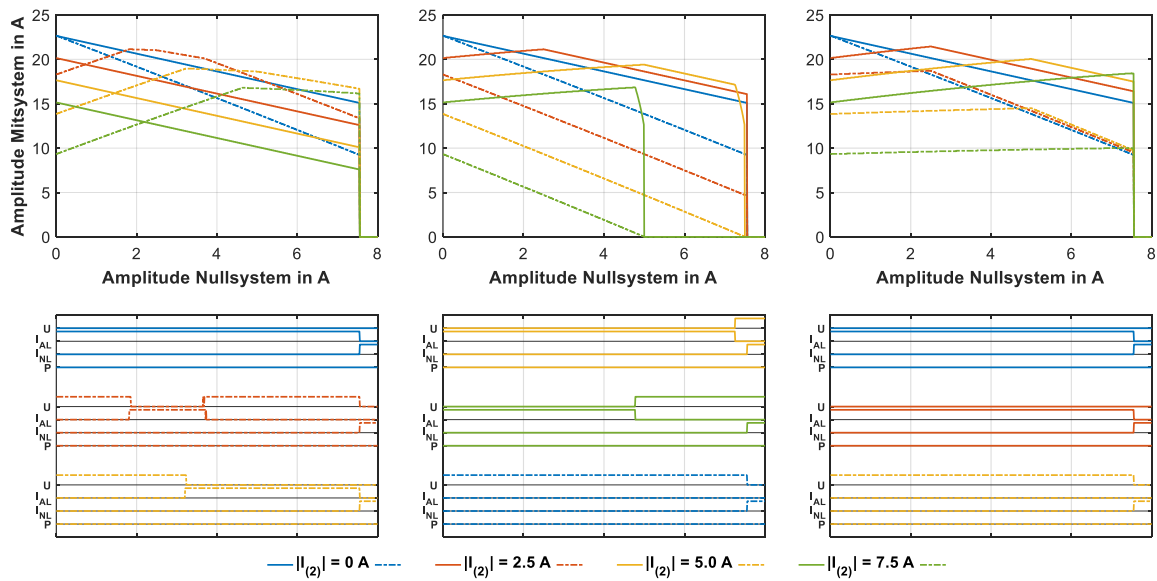


Abbildung 45: Wechselrichter-Betriebsgrenzen für diskrete Gegensystemamplituden (oben) und zugehörige Darstellung des Grenztyps von jeweils drei ausgewählten Verläufen (unten).

Strichlinien stehen für Mitsystembetriebspunkte „ $P > 0, \cos \varphi_{i, \text{Netz}(1)} = 1$ “,

Strichpunktlinien für „ $P < 0, \cos \varphi_{i, \text{Netz}(1)} = -0,9$ “.

Phasenwinkel des Gegensystemstroms in Bezug zur Mitsystemspannung von links nach rechts: 0°, 120°, 240°. Der Phasenwinkel des Nullsystems beträgt einheitlich 0°.

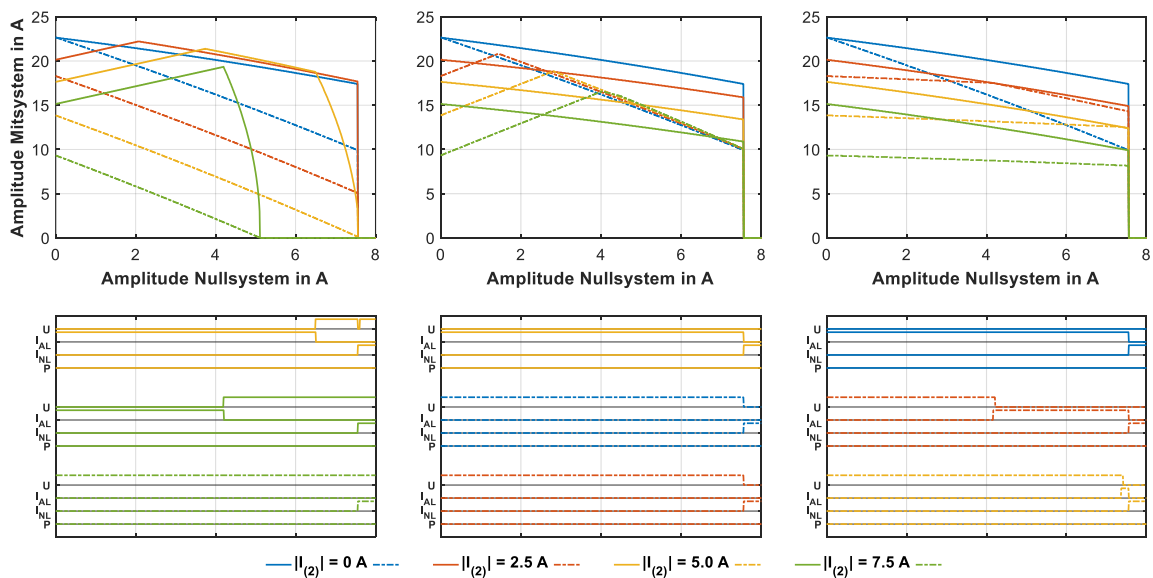


Abbildung 46: Darstellung analog zu Abbildung 45 – der Phasenwinkel des Nullsystems beträgt jedoch einheitlich 180°.

4 Dreiphasen-Vierleiter-Wechselrichter mit schlankem Zwischenkreis

In Kapitel 3 beschränkte sich die Betrachtung des Vierleiter-Wechselrichters auf die AC-Seite, während die Speisung der DC-Seite aus zwei idealen Spannungsquellen erfolgte. Nachfolgend wird diese Idealisierung aufgehoben und dabei eine konkrete schaltungs- sowie regelungstechnische Implementierung des Zwischenkreises beschrieben.

Hauptaugenmerk liegt auf der Bereitstellung eines Neutralleiters bei gleichzeitiger Minimierung der zu verbauenden Zwischenkreiskapazitäten, wofür der Wechselrichter mit einer aktiven Symmetrierung ausgestattet und um ein aktives Filter erweitert wird. Neben der realisierten Variante werden zunächst mehrere Alternativen beschrieben und bewertet, um die getroffenen Entscheidungen im Kontext eines breiten Lösungsraums nachvollziehbar zu machen.

4.1 Möglichkeiten zur Bereitstellung eines Neutralleiteranschlusses

Aus den in Kapitel 3.3 beschriebenen Aufgaben des Wechselrichters geht hervor, dass eine Beeinflussung aller drei Systeme bzgl. der symmetrischen Komponenten erfolgt. Der für das Nullsystem notwendige Neutralleiteranschluss kann prinzipiell auf verschiedene Arten bereitgestellt werden, von denen die wichtigsten nachfolgend vorgestellt und qualitativ verglichen werden. Abbildung 47 zeigt dazu die gängigen Grundsaltungen.

In Variante a) wird die Zwischenkreiskapazität in zwei gleich große Hälften geteilt, wobei der entstehende Abgriff als Neutralleiteranschluss dient. Parallele Symmetrierwiderstände sorgen dafür, dass das Neutralleiterpotential mittig zwischen der Zwischenkreisspannung u_{DC} liegt. Ihre Bemessung erfolgt anhand der zu erwartenden Kapazitäts- und Leckstromtoleranzen bzw. Kapazitätsdrift über die Betriebszeit.

Die Schaltung eignet sich beispielsweise für aktive OberschwingungsfILTER, bei denen im Neutralleiterstrom keine DC-Komponente und ein relativ kleiner grundfrequenter Strom auftreten [54], [55]. In praktischen Anwendungen kann allerdings – z.B. bedingt durch Messoffsets – kaum von absoluter Gleichstromfreiheit ausgegangen werden. Teilweise lässt sich über die Modulationsstrategie des angrenzenden Wechselrichters der daraus resultierenden Kondensatorspannungsdrift entgegenwirken. Dazu werden bei Anwendung der Raumzeigermodulation redundante Zustände verwendet, die jeweils unterschiedlich auf die Zwischenkreishälften einwirken [56], [57]. Zwangsläufig geht damit eine Verkopplung von Neutral- und Außenleiterregelung einher [36]. Ähnliche Verfahren kommen bei Anwendung des geteilten Zwischenkreises im Bereich der 3-Level-Wechselrichter – dann allerdings ohne Neutralleiteranschluss – zum Einsatz.

Für die hier verfolgte Anwendung ist die Schaltung nicht geeignet, da unwirtschaftlich große Kapazitätswerte notwendig werden, wie aus der Beispielrechnung (4.1) hervorgeht. Hierbei wird bzgl. der 50 Hz Komponente eine Amplitude des Spannungsripples von maximal 1 % der halben Zwischenkreisspannung gefordert.

$$C \geq \frac{16 \text{ A} \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 1 \% \cdot 760 \text{ V}/2} \cong 19 \text{ mF} \quad (4.1)$$

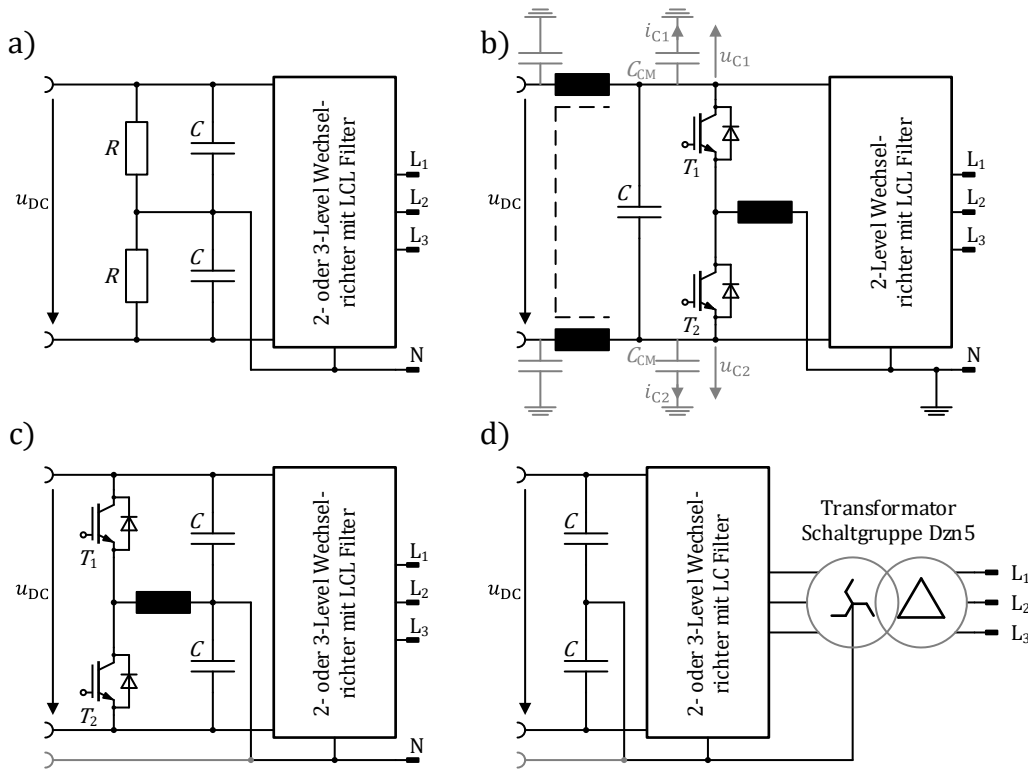


Abbildung 47: Gängige Grundschaltungen zur Bereitstellung eines Neutralleiteranschlusses [a] bis c)] bzw. eines gleichspannungsseitig belastbaren Mittenpotentials [c) und d)]

Durch Hinzufügen einer weiteren Halbrücke, wie in Variante b) gezeigt, lässt sich ebenfalls ein Neutralleiteranschluss bereitstellen. Die Zwischenkreiskapazität ist bei dieser Topologie nicht geteilt, womit die in a) beschriebene Symmetrieraufgabe entfällt. Für die Ansteuerung der insgesamt vier Halbrücken kommt häufig eine Form der dreidimensionalen Raumvektor-Modulation [58], [59] zum Einsatz. Damit verbunden ist eine um 15 % bessere Ausnutzung der Zwischenkreisspannung ggü. Variante a) und c), d.h. die Amplituden der wechsellspannungsseitigen Stellgrößen können entsprechend größer ausfallen.

Die in Abbildung 47 b) dargestellten Induktivitäten sind für die eigentliche Grundfunktion nicht notwendig, werden aber aus EMV-Sicht in praktischen Implementierungen erforderlich. Zur Erklärung dieses Sachverhalts dienen die in grau eingezeichneten, am Zwischenkreis angreifenden parasitären Koppelkapazitäten und Tabelle 6. Sie zeigt für zwei dieser Kapazitäten C_{CM} Spannungsendwerte von Umladevorgängen, die sich bei jedem Schaltvorgang ereignen, sowie die dafür benötigten Ströme. Letzterer ist hier nur qualitativ mit dem fiktiven Wert i_C angegeben, lässt sich aber bei bekannter Koppelkapazität und Halbleiter-Schaltgeschwindigkeit leicht quantifizieren. Die Spalte „T₁“ bzw. „T₂“ gibt die Schaltzustände der beiden Transistoren innerhalb der Neutralleiterhalbbrücke nach dem Umladevorgang an.

Tabelle 6: Umladevorgänge der parasitären Koppelkapazitäten am Vierleiter-Wechselrichter mit vier Halbbrücken für die jeweiligen Schaltzustände

T ₁	T ₂	u_{C1}	u_{C2}	i_{C1}	i_{C2}
ein	aus	0	$-u_{DC}$	$-i_C$	$-i_C$
aus	ein	u_{DC}	0	i_C	i_C

Bei jeder Transition des Schaltzustandes weisen beide Kapazitätsströme jeweils die gleiche Richtung auf – es handelt sich dementsprechend um Gleichtaktströme, die sich auf angrenzende Systeme störend auswirken können [60]. Zur Grenzwerteinhaltung sind sie mit den eingezeichneten Induktivitäten entsprechend zu bfiltern, wobei beide gezeigten Lösungen (Einzeldrossel und gleichsinnig gekoppelte Drosseln) aus Sicht des Gleichtaktpfades äquivalent sind.

Da die Schaltung kein Mittenpotential bereitstellen kann, welches für die verfolgte Anwendung in einem bipolaren DC-Niederspannungsnetz notwendig ist, wird sie ebenfalls verworfen und nicht näher betrachtet.

Schaltungstechnisch stellt Variante c) eine Kombination von a) und b) dar – das Prinzip zur Bereitstellung des Neutralleiters ist dabei an Variante a) angelehnt. Der Zwischenkreis wird hier weiterhin geteilt und die vierte Halbbrücke bildet jetzt einen geregelten Bypass für die niederfrequenten Neutralleiterströme. Somit werden die eingezeichneten Kapazitäten lediglich mit den verbleibenden schaltfrequenten Stromanteilen belastet und können bei gleichen Anforderungen an den Spannungsripple deutlich kleiner als in (4.1) dimensioniert werden. Die Regelung des Mittenpotentials ist von der Außenleiterregelung vollständig entkoppelt, was deren Auslegung stark vereinfacht. Der Schaltungsaufwand ist vergleichbar mit Variante b), sofern die beschriebenen EMV-Filterdrosseln mit berücksichtigt werden. Letztere sind bei Variante c) – wenn überhaupt – nur in deutlich kleinerem Umfang vonnöten.

Durch den Bypass, der gleichzeitig für eine aktive Symmetrierung der Kondensatorsspannungen sorgt, ist das Mittenpotential auch gegenüber Gleichstrombelastungen stabil. Demnach können DC-Lasten beliebig verteilt an den zwei DC-Terminals und dem Mittenpotential angeschlossen werden.

Aufgrund der hier beschriebenen Eigenschaften wird eine Entscheidung zugunsten von Schaltungsvariante c) getroffen. Deren idealisierte Betrachtung liegt auch der vereinfachten Darstellung in Abbildung 18 mit zwei den Zwischenkreis bildenden Gleichspannungsquellen zugrunde.

Der Vollständigkeit halber sei noch auf Variante d) hingewiesen, bei der der Wechselrichter über einen Transformator mit der Schaltgruppe Dzn5 „Dreieck-Zickzackschaltung“ an das Netz gekoppelt ist. Sie stellt eine Abwandlung von netzgeführten Mittelpunktschaltungen mit Stromrichtertrafo dar [61]. Das Mittenpotential kann so im Gegensatz zu a) gleichstrombelastbar ausgeführt werden, ohne dass dem Wechselspannungsnetz eine Gleichstromkomponente aufgeprägt wird. Der Flexibilisierung, die ein Transformator hinsichtlich der Wahl der Spannungsniveaus auf AC- und DC-Seite bietet, stehen zusätzliche Kosten, Bauraum und Verluste gegenüber. Entscheidend für den Ausschluss dieser Variante ist jedoch, dass wechselfspannungsseitig kein Neutralleiteranschluss zur Verfügung steht.

4.2 Aufgaben und Ausführungsarten von Gleichspannungs-Zwischenkreisen

Bei spannungseinprägenden Wechselrichtern kommt dem Zwischenkreis als Bindeglied zum angeschlossenen DC-System eine besondere Bedeutung zu. Grundsätzlich hat er dabei folgende Aufgaben:

- Ausgleich der Leistungsbilanz zwischen Quelle und Last (transient und periodisch)
- Stabilisierung der Zwischenkreisspannung
- Bereitstellung von Reserveenergie bei kurzzeitigem AC-seitigem Netzausfall („Fault Ride Through Capability“)

Zur Veranschaulichung dieser Aufgaben dient Abbildung 48 (in Anlehnung an [62]). Hier bildet System „A“ die Gleichspannungslast, die passiv in Form eines Widerstands oder als aktive Stromquelle/-senke in Erscheinung treten kann. Als System „B“ wird der Dreiphasen-Vierleiter-Wechselrichter bezeichnet. Für die beiden Systeme werden die Ströme i_A und i_B definiert, während i_C den Strom eines am Knotenpunkt angenommenen Kondensators C_{AB} beschreibt.

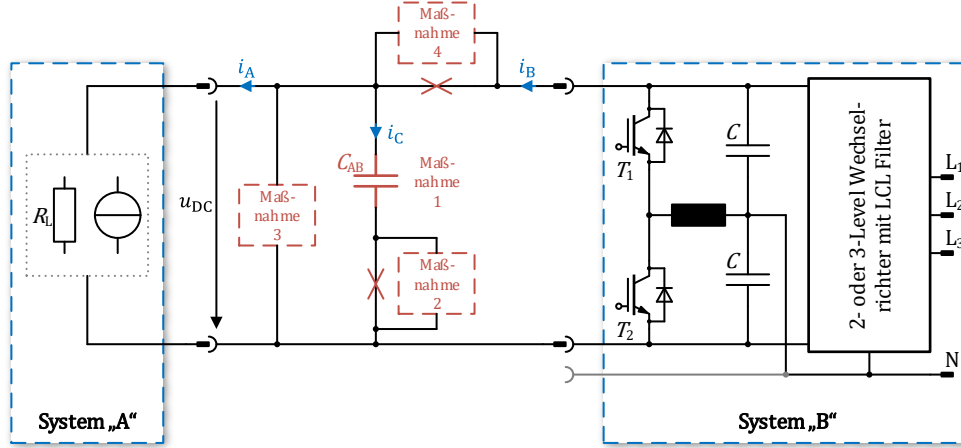


Abbildung 48: Gleichspannungs-Zwischenkreis als Bindeglied zwischen den Systemen „A“ und „B“ und Angriffspunkte verschiedener Maßnahmen zur Minimierung der Zwischenkreiskapazität C_{AB} (in Anlehnung an [62])

Mathematisch lassen sich die Ströme wie in (4.2) gezeigt ausdrücken – sie sind demnach aus einer Gleich- und einer überlagerten Wechselkomponente zusammengesetzt.

$$i_A(t) = I_A + \Delta i_A(t) \quad (4.2)$$

$$i_B(t) = I_B + \Delta i_B(t)$$

Da im Zwischenkreis keine weitere Energiezufuhr stattfindet, müssen die Gleichanteile beider Ströme im stationären Zustand identisch sein. Mit dieser Forderung lässt sich ein Ausdruck für $i_C(t)$ und die zeitliche Änderung der Zwischenkreisspannung $u_{DC}(t)$ nach (4.3) aufstellen.

$$I_A = I_B$$

$$i_C(t) = \Delta i_B(t) - \Delta i_A(t) \quad (4.3)$$

$$\dot{u}_{DC}(t) = \frac{d}{dt} u_{DC}(t) = \frac{1}{C_{AB}} \cdot i_C(t)$$

Die bekannte Grundgleichung zur geometrischen Dimensionierung eines Kondensators in (4.4) zeigt, dass sich die Kapazität proportional zur Elektrodenfläche A sowie der relativen Permittivität ϵ_r und umgekehrt proportional zum Plattenabstand d verhält. Bei gegebener Betriebsspannung bestimmt letzterer die auftretende elektrische Feldstärke.

$$C_{AB} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (4.4)$$

Abbildung 49 stellt vergleichend für gängige Dielektrika die relative Permittivität und die zulässige elektrische Feldstärke dar. Die eingezeichneten Isolinien zeigen die aus beiden Größen abgeleitete volumetrische Energiedichte. Demnach wird mit Aluminiumoxid (Al_2O_3) die theoretisch höchste Energiedichte im Bereich von 10 J/cm^3 erreicht, die sich jedoch bei allen praktischen Ausführungsformen auf etwa 2 J/cm^3 reduziert. Verglichen damit sind sowohl bei keramischen Materialien (X7R) als auch bei Polypropylen die erzielbaren Werte mit $0,2 \text{ J/cm}^3$ um eine Größenordnung kleiner. Die Dielektrika sind in der genannten Reihenfolge die typischen Vertreter für Elektrolyt-, Keramik- und Folienkondensatoren.

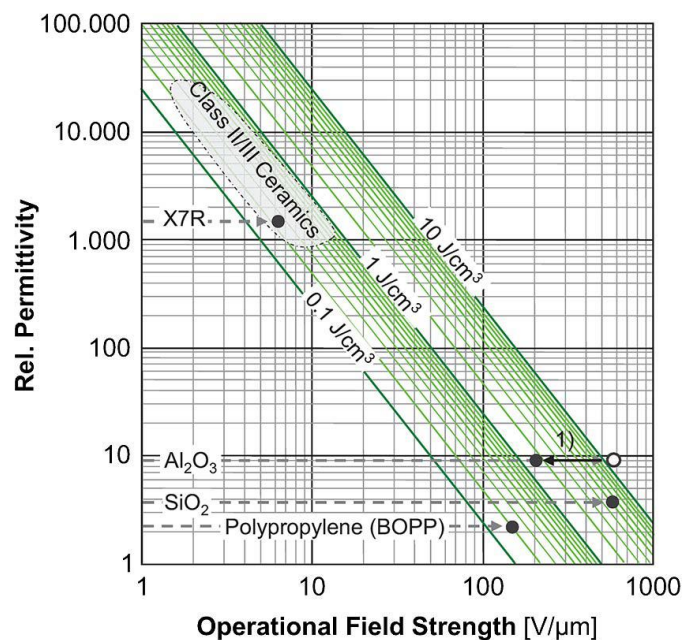


Abbildung 49: Volumetrische Energiedichte für gängige Kondensator-Dielektrika [63]

Die verhältnismäßig große Energiedichte sowie die Abdeckung eines breiten Kapazitäts- und Spannungsbereichs bei gleichzeitig niedrigen Kosten sind die Hauptgründe dafür, dass der Elektrolytkondensator für Zwischenkreise als Quasi-Standard angesehen werden kann.

Ergänzend dazu sind in Abbildung 50 weitere Einflussgrößen und Kriterien gelistet, die einen Vergleich der drei Kondensatortypen ermöglichen. Vor allem die hohe Zuverlässigkeit u.a. aufgrund des Vorgangs der Selbstheilung [64], die höhere Ripplestrom-Tragfähigkeit durch einen niedrigeren seriellen Widerstand (ESR) und damit Verlustfaktor (DF) machen den Folienkondensator (MPPF) aus elektrotechnischer Sicht zu einer attraktiven Alternative. Aus mechanisch-konstruktiver Sicht erweist sich die erwähnte deutlich kleinere Energiedichte allerdings als problematisch, sodass eine Bauraumäquivalenz, oder gar eine –reduzierung nur mit Zusatzmaßnahmen möglich ist.

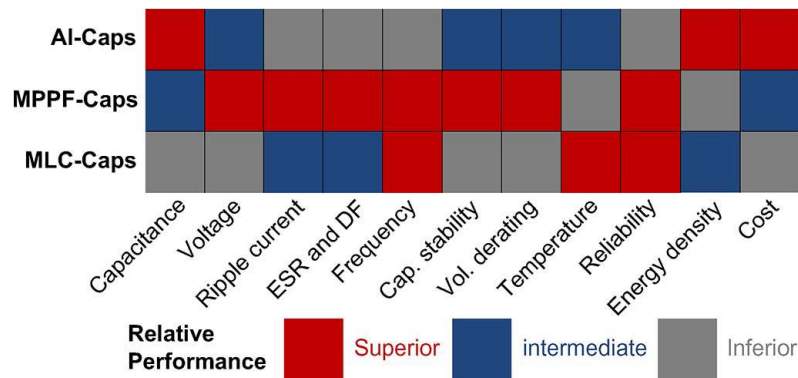


Abbildung 50: Performance Vergleich von Aluminium-Elektrolyt- (Al), Folien- (MPPF) und Keramik-Kondensatoren (MLC) [65]

In der vorliegenden Arbeit soll auf den Einsatz von Elektrolytkondensatoren in den Leistungskreisen vollständig verzichtet und nach Möglichkeit trotzdem ein Bauraumvorteil erzielt werden. Motivation dafür liefert die Tatsache, dass Aluminium-Flüssig-Elektrolytkondensatoren das Bauteil mit den höchsten Ausfallraten im Bereich der Leistungselektronik darstellen [66]–[68] und ein Trend zu immer größeren Leistungsdichten zu beobachten ist [69].

Um die Änderung von u_{DC} und damit den Spannungsripple auf ein vordefiniertes Maß zu bringen, bieten sich bei gleichzeitiger Minimierung von C_{AB} folgende Strategien an [62]:

- I. *Auslegungskompromiss*: System „A“ und „B“ werden gegenüber einem Spannungsripple so robust/tolerant ausgeführt, dass C_{AB} ohne weiteren Maßnahmen bis zur Ausschöpfung des Toleranzbereichs reduziert werden kann (**Maßnahme 1**).
- II. *Minimierung des Kondensatorstroms $i_C(t)$* : Durch Reduzierung oder zeitliche Synchronisierung der Teilströme Δi_A und Δi_B .
- III. *Lokale Aufbereitung in System A oder B*: Die Spannungsqualität wird durch Zusatzmaßnahmen innerhalb der Systeme auf das gewünschte Maß gebracht. Der Zwischenkreis verliert dadurch seine Schnittstellenfunktion.
- IV. *Ripple-Auslöschung*: Der Kapazität C_{AB} wird eine Spannungsquelle (aktiv oder passiv) in Reihe geschaltet, die einen Spannungsripple in exakter Phasenopposition ausgibt (**Maßnahme 2**).
- V. *Einbringen eines zusätzlichen Energiespeichers*: Ein seriell oder parallel angreifender Kurzzeitspeicher entzieht dem Zwischenkreis bei Bedarf Energie oder stellt sie zur Verfügung (**Maßnahmen 3 und 4**).

Von den fünf genannten Möglichkeiten sind in der vorliegenden Arbeit drei anwendbar. Deren Angriffspunkte sind jeweils mit Bezug zu Abbildung 48 in Klammern vermerkt.

In [70] wird eine Ansteuer- und Regelungsstrategie für Antriebsumrichter beschrieben, bei dem Netz- und Maschinenwechselrichter untereinander so koordiniert werden, dass die Zwischenkreiskapazität etwa auf ein Zehntel des üblichen Wertes reduziert werden kann. Das dahinter stehende Prinzip entspricht Strategie *II* in obiger Auflistung. Sie ist bei der in dieser Arbeit verfolgten Applikation nicht anwendbar, da die Anforderungen „Versorgung einer DC-Last“ und „Unsymmetriekompensation“ bzgl. des Zwischenkreises gegensätzlich sind. Während Δi_A im Regelfall nahe null liegt, enthält Δi_B bei Unsymmetrien im AC-Netz inhärent niederfrequente periodische Anteile zur Deckung der Pendelleistung. Zwischen den Strömen Δi_A und Δi_B ist i.A. keine zeitliche Synchronisation herstellbar.

Strategie *III* wird nicht näher untersucht, da im Grunde genommen lediglich eine Verlagerung der Problematik in System A und/oder B erfolgt.

Klassischerweise wird der Gleichspannungszwischenkreis als reiner „Passiver C-Zwischenkreis“, d.h. als eine Kapazität ohne die in Abbildung 48 gezeigten Maßnahmen ausgeführt.

4.2.1 Passiver C-Zwischenkreis

Im Folgenden wird kurz auf das Zustandekommen des Zwischenkreisstroms in allgemeiner Form eingegangen und anschließend die Dimensionierung von C_{AB} im passiven Fall beschrieben.

Bei Betrachtung eines verlustlosen, generischen Vierleiter-Wechselrichters ohne innere Energiespeicher wie in Abbildung 51, lässt sich zu jedem Zeitpunkt der Zwischenkreisstrom i'_{DC} durch Auswertung des Leistungsgleichgewichts (4.5) zwischen der AC- und DC-Seite bestimmen. Die verwendete Notation für die elektrischen Größen ist angelehnt an Kapitel 3.2.

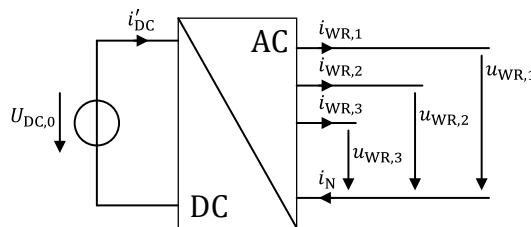


Abbildung 51: Verlustloser generischer Vierleiterwechselrichter ohne Energiespeicher zur numerischen Ermittlung des Zwischenkreisstroms

$$p_{DC}(t) = p_{AC}(t)$$

$$U_{DC,0} \cdot i'_{DC}(t) = \sum_{x=1}^3 u_{WR,x}(t) \cdot i_{WR,x}(t) \quad (4.5)$$

Die Spannungen $u_{WR,x}(t)$ nehmen in Abhängigkeit von den Schaltfunktionen der Leistungshalbleiter die diskreten Werte $U_{DC,0}/2$ und $-U_{DC,0}/2$ an, während die Ströme $i_{WR,x}(t)$ idealisiert durch sinusförmige Größen beschrieben werden. So lässt sich für beliebige, auch unsymmetrische Netz- und Lastsituationen der Zwischenkreisstrom $i'_{DC}(t)$ numerisch berechnen. Er ist in Abbildung 52 beispielhaft für eine unsymmetrische Lastsituation mit den Stromversoren $\underline{I}_{WR,1} = 14 \text{ A} \angle 0^\circ$, $\underline{I}_{WR,2} = 7 \text{ A} \angle -30^\circ$, $\underline{I}_{WR,3} = 2,8 \text{ A} \angle 0^\circ$ unter Verwendung einer Sinus-Dreieck-Modulation dargestellt. Das Frequenzverhältnis m_f beträgt 15 und der Modulationsgrad m_a wird für jeden der drei Außenleiter zu 0,8 gesetzt (die Modulationssignale bilden in diesem Beispiel ein symmetrisches System).

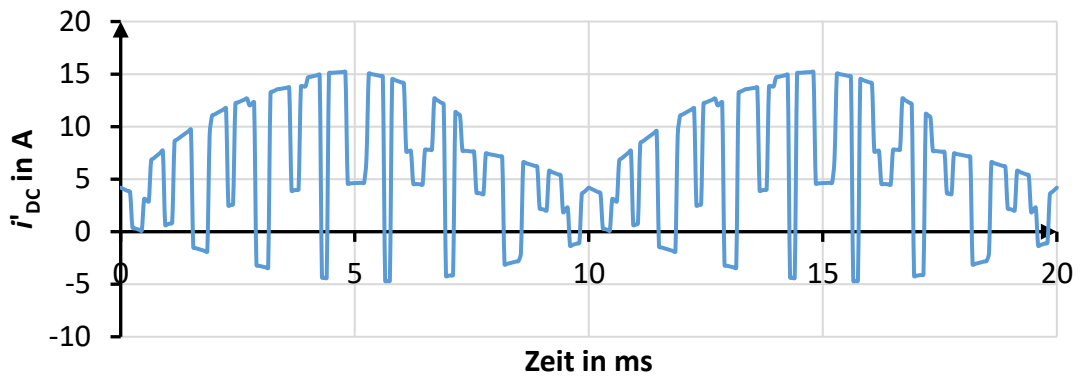


Abbildung 52: Numerisch berechneter Zwischenkreisstrom eines Vierleiterwechselrichters bei unsymmetrischer Belastung

Eine Extraktion des Gleichanteils I'_{DC} sowie des niederfrequenten Anteils $i'_{DC,NF}$ durch Fourierzerlegung und anschließende Synthese im Zeitbereich ist in Abbildung 53 gezeigt. Diese beiden Anteile subtrahiert vom Ursprungssignal liefern den hochfrequenten „Rest“ $i'_{DC,HF}$. Letzterer muss von geeignet dimensionierten Kommutierungskapazitäten gedeckt werden, die zur Minimierung der Schaltüberspannung niederinduktiv an die Halbbrücken angebunden werden. Sie werden bei allen nachfolgenden Betrachtungen nicht dem Zwischenkreis zugeordnet, sondern in System „B“ (nach Abbildung 48) verortet.

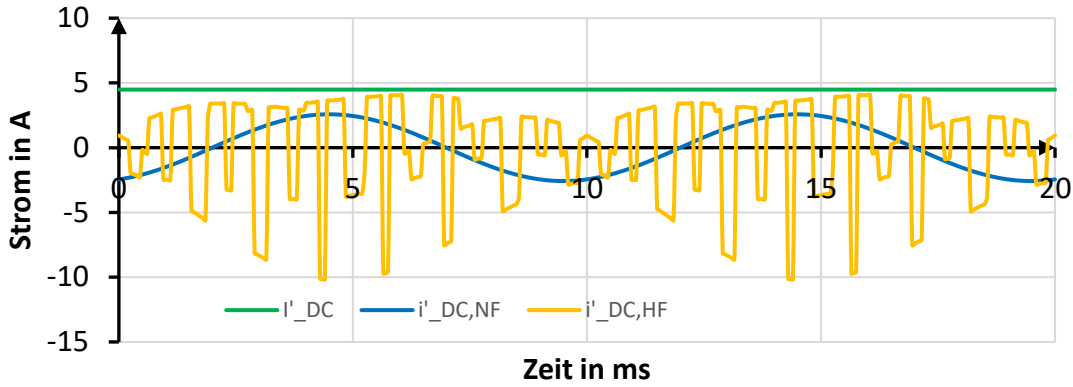


Abbildung 53: Darstellung des Zwischenkreisstroms nach Abspaltung des Gleichanteils und des niederfrequenten Stromanteils

Die Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität wird vom niederfrequenten Anteil $i_{DC,NF}$ dominiert, der dem Strom i_c in Abbildung 48 entspricht. Bei Vorgabe einer zulässigen Pendelleistungsamplitude $\hat{p}_{WR,AC} = 4 \text{ kVA}$ berechnet sich die Amplitude von $i_{DC,NF}$ unter Annahme eines kleinen Zwischenkreis-Spannungsripples näherungsweise nach (4.6). Auf dieser Basis kann je nach gewünschtem Spannungsripple die notwendige Kapazität C_{AB} nach (4.17) bestimmt werden, wobei der Faktor „ r “ die relative Rippleamplitude bezogen auf $U_{DC,0}$ bezeichnet. Für die gegebenen Zahlenwerte und $r = 1 \%$ (entspricht 2 % Spitze-Spitze) ist $C_{AB} = 1,1 \text{ mF}$.

$$\hat{i}_{DC,NF} \cong \frac{\hat{p}_{WR,AC}}{U_{DC,0}} = \frac{4 \text{ kVA}}{760 \text{ V}} = 5,26 \text{ A} \quad (4.6)$$

$$C_{AB} = \frac{\hat{i}_{DC,NF}}{r \cdot U_{DC,0} \cdot 2 \cdot \omega_n} \quad (4.7)$$

Im Kondensator wird eine Energiemenge E_C gemäß (4.8) vorgehalten, während zur Deckung der Pendelleistung mit doppelter Netzgrundfrequenz die Energiemenge E_{AC} nach (4.9) erforderlich ist. Das Verhältnis beider Werte in (4.10) zeigt, dass sich der Nutzungsgrad umgekehrt proportional zur relativen Rippleamplitude r verhält. Der Zusammenhang ist in Abbildung 54 nochmals grafisch dargestellt.

$$E_C \cong \frac{1}{4 \cdot r} \cdot \frac{\hat{p}_{WR,AC}}{\omega_n} \quad (4.8)$$

$$E_{AC} = \frac{\hat{p}_{WR,AC}}{\omega_n} = 12,7 \text{ J} \quad (4.9)$$

$$\frac{E_C}{E_{AC}} \cong \frac{1}{4 \cdot r} \quad (4.10)$$

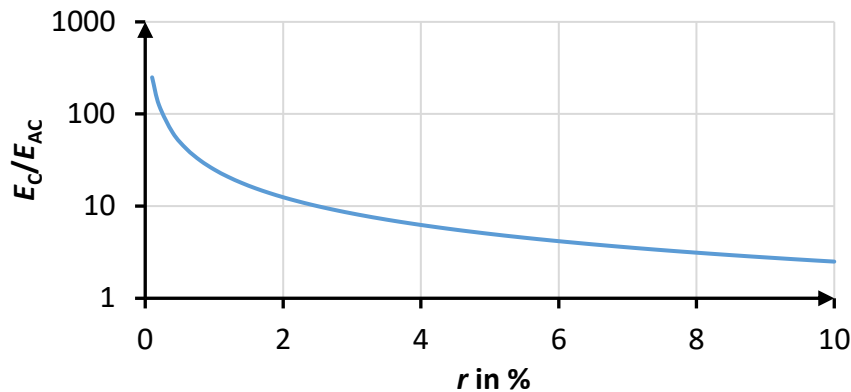


Abbildung 54: Energetischer Nutzungsgrad einer passiven Zwischenkreiskapazität in Abhängigkeit des zugelassenen relativen Spannungsripples

Bei einer typischen Auslegung mit $r = 1\%$ ist $E_C/E_{AC} = 25$. Durch Anwenden von Strategie I ließe sich das Verhältnis bei $r = 10\%$ um eine Größenordnung verkleinern, sodass theoretisch ein bauraumäquivalenter Einsatz von Folienkondensatoren möglich wäre. Die Spannungsqualität wird zur Speisung eines DC-Netzes allerdings als unzureichend bewertet. Zudem ist davon auszugehen, dass bei transienten Ereignissen (insbesondere Lastaufschaltung und Netzstörung) die Abweichung vom Nominalwert noch weiter ansteigt. Damit ist die Strategie für das gesteckte Ziel nicht geeignet.

4.2.2 Passiver LC-Zwischenkreis

Eine weitere klassische Ausführungsvariante des passiven Spannungs-Zwischenkreises arbeitet mit resonanten Filtern, die die Wirkung niederfrequenter Stromanteile unterdrücken. Dazu werden für ausgewählte Frequenzen gezielt niederimpedante Pfade geschaffen, indem parallel zu C_{DC} die Schaltung eines oder mehrerer Reihenresonanzkreise erfolgt. Diese sind jeweils auf eine diskrete zu bedämpfende Frequenz abgestimmt. Die als Saugkreis bekannte Anordnung entspricht wegen ihrer schmalbandigen Wirkung um den Resonanzpunkt nachrichtentechnisch einem Kerbfilter [71].

In Abbildung 55 ist der Eingangskreis eines Dreileiter-Wechselrichters dargestellt, der neben der Kommutierungskapazität C_{DC} zusätzlich einen Saugkreis aufweist. Die Schaltung ist z.B. im Bereich der Energieversorgung elektrischer Bahnen als netzfreundlicher Eingangsgleichrichter weit verbreitet, um die einphasige Fahrdrathspannung in eine konstante DC-Spannung zu wandeln. In diesem Fall entfällt eine der drei Halbbrücken. Der Saugkreis liefert die Pendelleistung mit zweifacher Netzgrundfrequenz, die in dem genannten einphasigen Beispiel inhärent, oder im dreiphasigen Fall bei Schiefload auftritt.

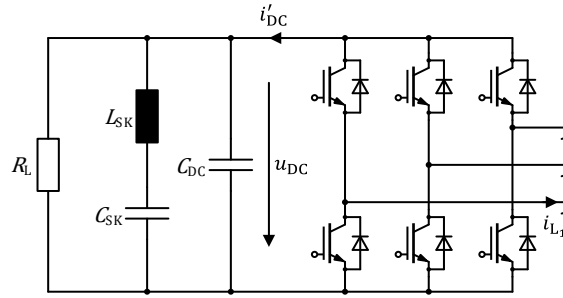


Abbildung 55: Eingangskreis eines Spannungszwischenkreis-Wechselrichters mit Saugkreis auf der Gleichspannungsseite

Im Folgenden sollen die Vor- und Nachteile dieser Zwischenkreisvariante herausgearbeitet werden, indem eine praxisorientierte Auslegung für den betrachteten Wechselrichter vorgenommen wird.

Die Impedanz der Zwischenkreisbeschaltung in Abbildung 55 lässt sich bzgl. der stationären Größen $\underline{U}_{DC,2\omega_n}$ und $\underline{I}'_{DC,2\omega_n}$ bei der doppelten Netzkreisfrequenz $2 \cdot \omega_n$ mit (4.11) ausdrücken. Darin bezeichnet R_L einen an den Zwischenkreis angeschlossenen Lastwiderstand.

$$\underline{Z}_{DC,2\omega_n} = \frac{\underline{U}_{DC,2\omega_n}}{\underline{I}'_{DC,2\omega_n}} = \frac{\varepsilon}{\varepsilon/R_L + j \cdot 2 \cdot \omega_n \cdot (C_{SK} + C_{DC} \cdot \varepsilon)} \quad (4.11)$$

$$\text{mit } \varepsilon = 1 - (2 \cdot \omega_n)^2 \cdot L_{SK} \cdot C_{SK}$$

Hierin ist ε ein Maß für die Verstimmung der Saugkreis-Resonanz- gegenüber der aktuellen (doppelten) Netzkreisfrequenz. Für den Nominalfall $2 \cdot \omega_n = 2 \cdot \omega_{n,0}$ und einer darauf abgestimmten Resonanzkreisfrequenz nach (4.12) ist ε und damit $\underline{Z}_{DC,2\omega_n}$ null. Folglich tritt diese Frequenz – unter Vernachlässigung von real zusätzlich wirkenden parasitären Resistenzen – im Spektrum der Zwischenkreisspannung nicht auf.

$$2 \cdot \omega_{n,0} = \frac{1}{\sqrt{L_{SK,0} \cdot C_{SK,0}}} \quad (4.12)$$

Für die Festlegung von $L_{SK,0}$ und $C_{SK,0}$ wird die maximal mögliche Verstimmung ε herangezogen. Praktisch weicht die tatsächliche Netzkreisfrequenz in der Regel nicht mehr als 4 % vom Nominalwert $\omega_{n,0}$ ab. Als Fertigungstoleranz für die Saugkreis-Elemente kann ein Wert von etwa 5 % bezogen auf die idealen Werte angesetzt werden. Zusammengefasst führen diese Annahmen im ungünstigsten Fall auf $\varepsilon \cong -0,19$. Dieser Wert ist klein gegenüber dem an den Zwischenkreis angeschlossenen, minimalen Lastwiderstand R_L (ca. 52 Ω bei $U_{DC,0} = 760$ V und maximaler Belastung mit 11 kW), sodass (4.11) zu (4.13) vereinfacht werden kann.

$$\underline{Z}_{DC} \cong \frac{\varepsilon}{j \cdot 2 \cdot \omega_n \cdot (C_{SK} + C_{DC} \cdot \varepsilon)} \quad (4.13)$$

Bei einer angenommenen Pendelleistungsamplitude $\hat{p}_{WR,AC} = 4 \text{ kVA}$ beträgt die Amplitude des vom Zwischenkreis aufzubringenden Stroms $\hat{i}'_{DC,2\omega} \cong 5,26 \text{ A}$ bei $U_{DC,0} = 760 \text{ V}$. Wird weiterhin mit $\hat{u}_{DC,2\omega} \leq 1 \% \cdot U_{DC,0}$ eine maximal zulässige Amplitude der $2 \cdot \omega_n$ Spannungskomponente definiert, sind alle Informationen zur Berechnung der Kapazität C_{SK} – durch Umstellung von (4.13) – vorhanden. Die Kapazität C_{DC} wird in Kapitel 4.4.2 auf Basis der zu erwartenden schaltfrequenten Strombelastung auf $44 \mu\text{F}$ festgelegt. Nach Rückrechnung auf die Nominalwerte folgt $C_{SK,0} \cong 200 \mu\text{F}$ für die Saugkreiskapazität und unter Ausnutzung von Zusammenhang (4.12) $L_{SK,0} \cong 12,7 \text{ mH}$ für die -induktivität. Das beschriebene Vorgehen führt zum kleinstmöglichen Kapazitätswert $C_{SK,0}$. Alternativ können weitere Auslegungs-Optimierungsziele z.B. hinsichtlich Bauraum, Kosten, oder Verlusten verfolgt werden.

Die erzielbare Kapazitätsreduzierung gegenüber dem C-Zwischenkreis beruht einerseits auf einer Aufweitung des Kondensator-Spannungshubs, womit das Verhältnis zwischen der vorgehaltenen und der notwendigen Energie verkleinert wird. Andererseits kompensiert im Resonanzfall die gegenphasige Spannung über L_{SK} den Kondensator-Spannungsripple, sodass er in der Zwischenkreisspannung u_{DC} nicht in Erscheinung tritt. Im Prinzip kann der Saugkreis daher als passive Variante von Strategie IV angesehen werden.

In (4.14) ist das angesprochene Verhältnis E_C/E_{AC} berechnet. Es zeigt in Bezug zu Kapitel 4.2.1 (für $r = 1 \%$) eine Reduzierung um Faktor fünf – halb so viel, wie für eine bauraumäquivalente Substitution von Elektrolyt- durch Folienkondensatoren notwendig wäre¹².

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C_{SK,0} \cdot \left(U_{DC,0} + \frac{\hat{i}'_{DC,2\omega}}{2 \cdot \omega_{n,0} \cdot C_{SK,0}} \right)^2 = 64,3 \text{ J} \quad (4.14)$$

$$\frac{E_C}{E_{AC}} \cong 5$$

Abbildung 56 zeigt das Bodediagramm des nach der hier beschriebenen Methodik ausgelegten Zwischenkreises für zwei verschiedene Belastungsszenarien. Zusätzlich ist das isolierte Verhalten der Kommutierungskapazität C_{DC} zu sehen. Neben der gewünschten Reihenresonanz bei 100 Hz tritt eine unerwünschte Parallelresonanz bei etwa 235 Hz zwischen der Saugkreisinduk-

¹² Das Bauraumvolumen für die Saugkreisdrossel ist hier real noch hinzuzurechnen.

tivität und der Kommutierungskapazität auf. Dabei hängt die Resonanzgüte stark von der angeschlossenen Last R_L ab, die hier als Dämpfungsglied fungiert. Nach Durchlaufen der Parallelresonanz nähert sich das Verhalten rasch dem der isolierten Kommutierungskapazität C_{DC} an, sodass im Bereich der Schaltfrequenz der Saugkreis keinerlei Wirkung zeigt.

Je nach Applikation kann es notwendig werden, weitere auf höhere Frequenzen abgestimmte Saugkreise vorzusehen. So fügt beispielsweise eine 150 Hz Netzspannungskomponente dem Zwischenkreis eine 200 Hz Stromkomponente hinzu. Diese würde in der beschriebenen Auslegung, mit lediglich einem Saugkreis, vom „Ausläufer“ der Parallelresonanz erfasst und in ihrer Wirkung ggf. nur unzureichend abgeschwächt werden.

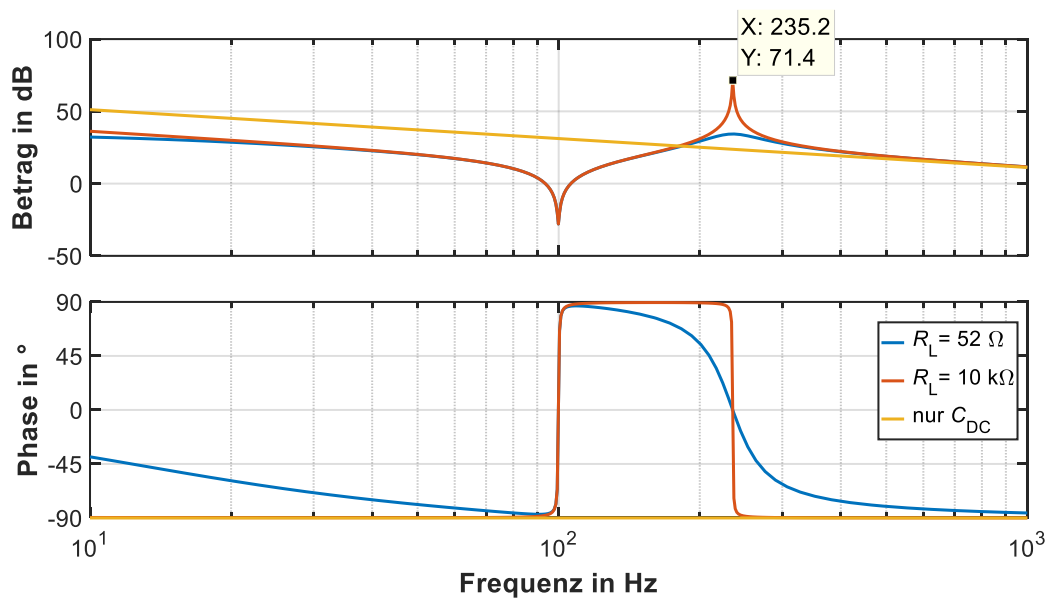


Abbildung 56: Bodediagramm eines Zwischenkreises mit zusätzlichem 100 Hz Saugkreis nach der beschriebenen Auslegungsstrategie bei verschiedenen Lastwiderständen

Die Sprungantwort des Systems auf ein kosinusförmiges Eingangstromsignal mit einer Amplitude von 1 A zeigt Abbildung 57 für zwei bereits aus dem Bodediagramm bekannte Lastwiderstände. Deutlich zu erkennen ist die Anregung der Parallel-Resonanzfrequenz, die im Falle des großen Lastwiderstandes eine Abklingzeit von annähernd 2 s aufweist. Das Verhalten ist problematisch beim Betrieb des Wechselrichters als reiner Unsymmetrie-Kompensator, da in diesem Fall keine DC-Last mit dämpfender Wirkung am Zwischenkreis angeschlossen ist. Diesbezüglich weist [72] auf die Schwierigkeiten bei der Auslegung des Regelkreises zur Stabilisierung von u_{DC} als Folge der gestiegenen Systemordnung [73] hin.

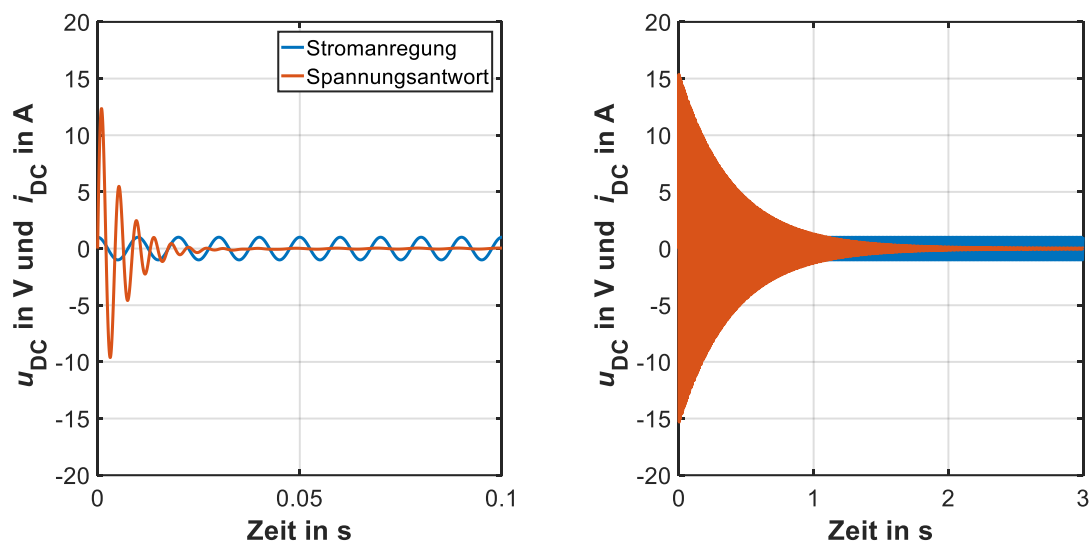


Abbildung 57: Sprungantwort des Zwischenkreises mit Saugkreis für $R_L = 52 \Omega$ (links) und $R_L = 10 k\Omega$ (rechts) auf ein kosinusförmiges Eingangssignal

Weiterhin ist zu beachten, dass beim gleichspannungsseitigen Anschluss des Wechselrichters an unbekannte Quellen die Gefahr besteht, die Resonanzelemente durch zusätzlich einwirkende Ströme zu überlasten. So kann der Wechselrichter-Eingangskreis, beispielsweise bei Einbindung in ein verzweigtes Niederspannungs-Gleichstromnetz, den niederfrequenten Ripple-Anteilen benachbarter DC-Quellen bzw. -Senken ausgesetzt sein.

Aufgrund der beschriebenen Eigenschaften wird das Konzept für den zu realisierenden Wechselrichter nicht verfolgt.

4.2.3 Aktive Filter

Aktive Filter setzen Strategie V zur Reduzierung der Zwischenkreiskapazität um, indem eine gesteuerte Strom- oder Spannungsquelle in den Zwischenkreis eingebunden wird. Sie liefern im zeitlichen Mittel keine Wirkleistung und sind daher reine Blindleistungsquellen. Bei geeigneter Ansteuerung entkoppeln sie den Zwischenkreis vollständig von der niederfrequenten Pendelleistung, weshalb im englischen Sprachraum die Bezeichnung „power decoupling device“ gebräuchlich ist [74].

Die Stromquelle greift parallel am Zwischenkreis an (Maßnahme 3 in Abbildung 48), während die Spannungsquelle nach Auftrennen der Verbindung zwischen System A und B seriell eingeschleift wird (Maßnahme 4). Letztere ist für die vorliegende Aufgabe ungeeignet, da mit ihrer Hilfe immer nur eine Kompensation des Kondensator-Spannungsripples bzgl. System „A“ oder „B“ erfolgen kann. Zudem wird die Lage im Kurzschlusspfad für den Laborbetrieb als ungünstig angesehen.

Bei den Parallel- bzw. Shuntfiltern wird hinsichtlich der Schaltungstopologie wiederum zwischen abhängigen und unabhängigen Verfahren unterschieden. Eine Entscheidung fällt zugunsten der unabhängigen Verfahren, da hier kein Schaltungseingriff in System „B“ erfolgt und die Funktionen klar voneinander getrennt bleiben. So können die Einheiten (Wechselrichter und Shuntfilter) separat getestet und in Betrieb genommen werden.

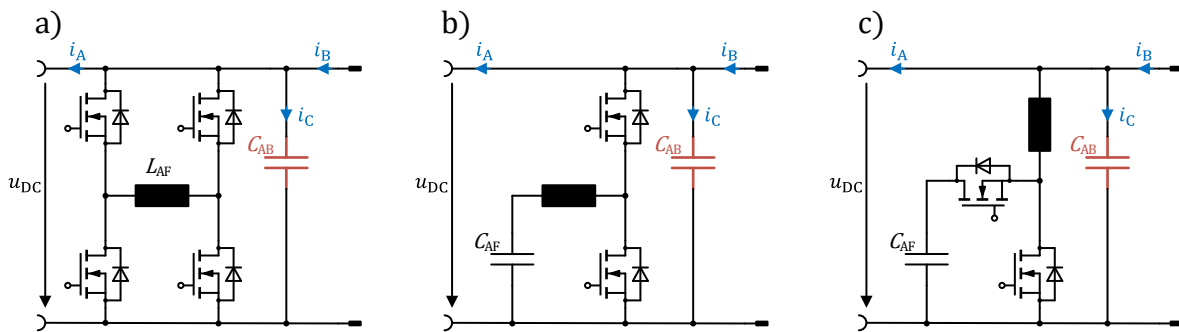


Abbildung 58: Gängige Schaltungskonzepte für Parallel- bzw. Shuntfilter [62]

In Abbildung 58 sind drei gängige Schaltungen für Shuntfilter dargestellt. Schaltung a) nutzt als einzige eine Induktivität – in b) und c) ist diese lediglich für die Funktion der Schaltung erforderlich, ohne jedoch in nennenswertem Umfang Energie ein- und auszuspeichern. Hier bilden die Kondensatoren den eigentlichen Hauptspeicher. Er wird jeweils über bidirektionale Gleichspannungswandler mit Stromumkehr an den Zwischenkreis angebunden. Damit ist die Zwischenkreisspannung unabhängig von der Spannung am Pufferkondensator, der mit entsprechend großen Spannungshüben gefahren werden kann.

Praktisch umgesetzt wird Variante b), die aus Sicht des Zwischenkreises als Tiefsetzsteller wirkt. Damit ist keine Spannung innerhalb des Gesamtsystems größer als $U_{DC,0}$ und es können Halbleiter mit einer einheitlichen Sperrspannung von 1200 V verwendet werden. Wie später noch gezeigt wird, lassen sich mit dieser Variante in der Praxis Verhältnisse $E_C/E_{AC} = 2$ erreichen. Damit wird der angestrebte Ersatz von Elektrolyt- durch Folienkondensatoren bei gleichzeitiger Verkleinerung des Bauraums möglich. Der Kondensator C_{AB} fungiert bei richtiger Auslegung der Regelung für das aktive Filter nur noch als Kommutierungskondensator und kann mit C_{DC} in System „B“ zusammengefasst werden und damit entfallen.

4.3 Grundsaltung des realisierten Wechselrichters

Die Grundsaltung des realisierten Wechselrichters mit geteiltem Zwischenkreis, aktiver Symmetrierung und Aktivfilter in Shunt-Konfiguration ist in Abbildung 59 mit allen notwendigen Konventionen dargestellt. Das Mittenpotential ist auch auf der Gleichspannungsseite zugänglich und macht hier den Anschluss von Verbrauchern mit 380 oder 760 V Bemessungsspannung möglich. Zur messtechnischen Erfassung des Mittenpotentials wird mit den zwei Widerständen R_M eine Messbrücke gebildet und die Brückenspannung $\Delta u_{DC}/2$ ausgewertet. Auf der Wechselspannungsseite schließt sich das in 3.2.1 beschriebene LCL-Filter in dreiphasiger Ausführung an. Als schaltungstechnische Besonderheit sind die Halbbrücken der aktiven Symmetrierung und des aktiven Filters mit Siliziumkarbid-MOSFETs aufgebaut. Gegenüber den IGBT-Halbbrücken des Netzwechselrichters ist ihre Schaltfrequenz um den Faktor 16 größer gewählt, womit eine gute Dynamik mit kurzen Anregelzeiten möglich wird.

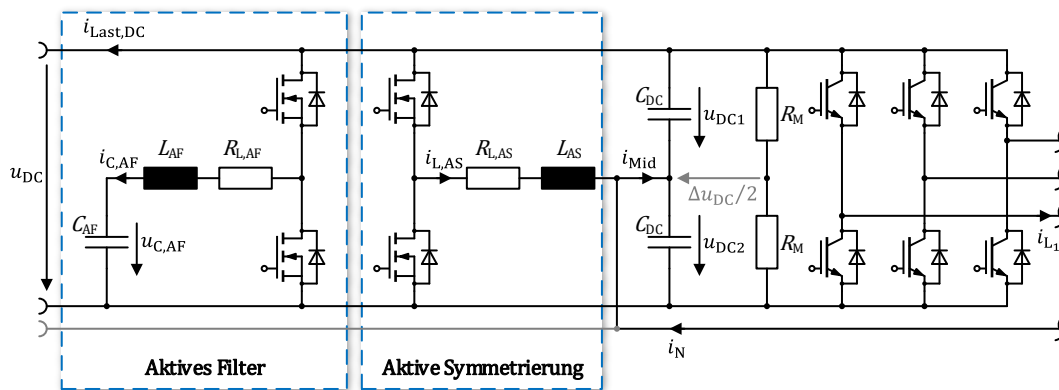


Abbildung 59: Grundsaltung des realisierten Wechselrichtersystems mit aktiver Symmetrierung des Zwischenkreises sowie aktivem Filter zur Bereitstellung von Pendelleistung

4.4 Aktive Symmetrierung des Zwischenkreises

Die aktive Symmetrierung des Zwischenkreises hat die Aufgabe, die Teilspannungen der oberen und unteren Kondensatorhälfte anzugleichen und damit ein stabiles Mittenpotential bereitzustellen. Dazu dient eine vierte Halbbrücke, deren Ausgang über eine Drossel zusätzlich auf den Zwischenkreismittelpunkt wirkt. Der sich einstellende Drosselstrom wirkt dem fließenden Neutralleiterstrom derart entgegen, dass die niederfrequenten Anteile an den Kondensatoren vorbeigeleitet werden bzw. nur noch stark gedämpft wirken.

Die nachfolgenden Unterkapitel beschreiben die Regelungs- und Hardwareauslegung für den geteilten Zwischenkreis mit aktiver Symmetrierung nach Abbildung 59 bzw. Abbildung 47 c).

4.4.1 Anforderungen an die Regelung

Die auszuliegende Regelung steht in direkter Wechselwirkung mit der Dimensionierung der zugehörigen Hardwarekomponenten. In dieser Arbeit werden folgende Anforderungen an das Teilsystem „Geteilter Zwischenkreis mit Regelung“ gestellt:

- Die Spannungsdifferenz beider Kondensatorhälften $\Delta u_{DC} = u_{DC1} - u_{DC2}$ soll bei maximalem Neutralleiterstrom i_N ca. 1 % der halben Zwischenkreis-Bemessungsspannung $U_{DC,0}/2$ nicht überschreiten.
- Der Kondensatorstrom ist dazu von allen relevanten niederfrequenten Frequenzkomponenten in i_N bestmöglich zu entlasten.
- Gegenüber der Schaltfrequenz des Wechselrichters $f_{s,WR}$ und ihren Oberschwingungen soll sich die vierte Halbbrücke weitestgehend neutral verhalten.

Die Anforderungen können mit einer Kaskadenregelung bestehend aus zwei einfachen Proportionalreglern erfüllt werden. Ein solches Prinzip wird in [36] beschrieben, welches im Folgenden aufgegriffen und um eine Betrachtung der nichtidealen Streckenelemente mit den daraus resultierenden Stabilitätsgrenzen ergänzt wird. Darüber hinaus wird eine in sich geschlossene Auslegungsmethodik vorgestellt.

In Abbildung 60 ist das Blockschaltbild für das entsprechende Teilsystem dargestellt. Die Verknüpfung der Streckenelemente geht aus einer Betrachtung der Gleichtakt-Stromkomponenten in der in Abbildung 59 gezeigten Schaltung hervor. Das PT₁-Glieder mit der Zeitkonstante $T_{d,AS}$ stellt eine Näherung des Totzeitverhaltens der MOSFET-Halbbrücke dar. Ferner repräsentieren T_{mu} bzw. T_{mi} das Tiefpassverhalten der Messglieder zur Erfassung von Δu_{DC} und des in den Zwischenkreismittelpunkt fließenden Stroms i_{Mid} .

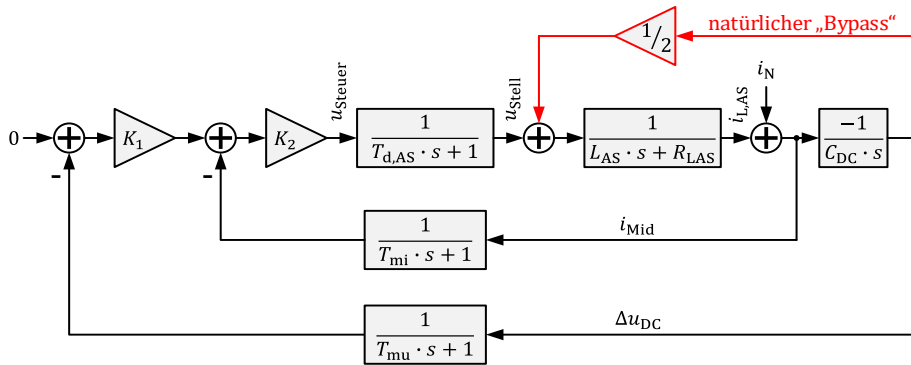


Abbildung 60: Regelungs-Blockschaltbild für die Zwischenkreis-Symmetrierung

4.4.2 Innere Stromregelschleife und Festlegung der Zwischenkreiskapazität

Die konkreten Werte für L_{AS} , R_{LAS} und C_{DC} sind zu Beginn der Reglerauslegung noch unbekannt und hängen teilweise von den Reglerverstärkungen ab. Durch Umordnen des Blockschaltbildes ist mit einigen Vereinfachungen jedoch eine Beschreibung der Regelkreiseigenschaften in allgemeiner Form möglich. Das zu Abbildung 60 äquivalente Blockschaltbild zeigt Abbildung 61. Werden darin die Totzeit $T_{d,AS}$, der parasitäre Drosselwiderstand R_{LAS} sowie die Messzeitkonstanten vernachlässigt, kann für die innere Stromregelschleife die Übertragungsfunktion (4.15) aufgestellt werden.

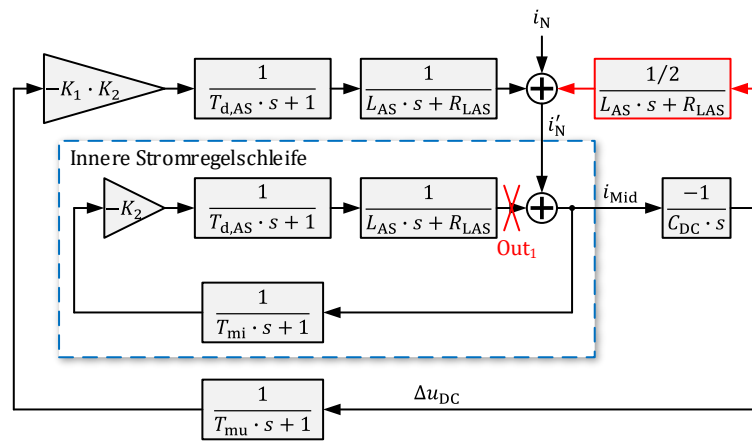


Abbildung 61: Blockschaltbild für die Zwischenkreis-Symmetrierung in aufgelöster Form

$$\frac{I_{Mid}(s)}{I_N'(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_2}{L_{AS} \cdot s}} = \frac{s}{s + \omega_{AS,i}} \quad (4.15)$$

$$\text{mit } \omega_{AS,i} = \frac{K_2}{L_{AS}} = \frac{2\pi \cdot f_{s,WR}}{5} \cong 11,5 \frac{\text{krad}}{\text{s}} = 1830 \text{ Hz}$$

Sie beschreibt einen Hochpass erster Ordnung, dessen Eckkreisfrequenz $\omega_{AS,i}$ auf ein Fünftel der Wechselrichter-Schaltfrequenz $f_{s,WR}$ festgelegt wird. Damit ist gewährleistet, dass die schaltfrequenten Stromkomponenten von i_N nahezu unbeeinflusst zum Kondensator gelangen. Dieses Verhalten entspricht der letztgenannten obigen Forderung und soll die Ummagnetisierungsverluste in der Drossel L_{AS} reduzieren. Gleichzeitig ist sichergestellt, dass etwa bis zur 40. Oberschwingung der Netzkreisfrequenz ω_n eine Dämpfung stattfindet, was der zweiten Forderung Rechnung trägt.

Die hochfrequenten Stromkomponenten von i_N (nachfolgend $i_{N,HF}$) ergeben sich als Überlagerung der Rippelanteile von i_{L1a} , i_{L1b} und i_{L1c} , die über die Filterkondensatoren C_f zusammen-

geführt werden (siehe dazu Abbildung 18). Ihr zeitlicher Verlauf ist durch die Zwischenkreisspannung U_{DC} und die Spannungen an den Filterkondensatoren u_{Cfa} , u_{Cfb} und u_{Cfc} gegeben. Somit sind Amplitude und spektrale Zusammensetzung von $i_{N,HF}$ abhängig vom gewählten Betriebspunkt für das Mit-, Gegen- und Nullsystem. Anhand von Simulationen konnte gezeigt werden, dass über den gesamten zulässigen Betriebsbereich $i_{N,HF}$ von der Frequenzkomponente $f_{s,WR}$ dominiert wird, deren Amplitude den Wert 4,5 A nicht überschreitet. Durch Vorgabe eines zulässigen schaltfrequenten Spannungsripples am Zwischenkreismittelpunkt von $\Delta u_{DC,HF} \leq 1$ V folgt mit (4.16) eine Auslegungsvorschrift für die Größe einer Zwischenkreishälfte. Im realisierten Aufbau werden vier parallele Kondensatoren vom Typ TDK/Epcos B32774 mit je 22 μ F verbaut. Sie sind groß genug um dieselbe Rippleanforderung bzgl. des im Gegentaktpfad wirkenden Stroms $i_{DC,HF}$ (siehe hierzu Erklärung in Kapitel 4.2.1) zu decken.

$$C_{DC} \geq \frac{\hat{i}_{N,HF}}{2\pi \cdot f_{s,WR} \cdot \Delta u_{DC,HF}} = \frac{4,5 \text{ A}}{2\pi \cdot 9155 \text{ Hz} \cdot 1 \text{ V}} = 78,2 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.16)$$

4.4.3 Äußere Spannungsregelschleife und Festlegung der Symmetrierinduktivität

Für den offenen äußeren Regelkreis ergibt sich unter weiterer Vernachlässigung des rot eingezeichneten Pfades die Übertragungsfunktion in (4.17). Um zu gewährleisten, dass der geschlossene äußere Regelkreis stabil ist, wird von ihr eine Phasenreserve von etwa 45° gefordert, die sich bei der Wahl $\omega_{AS,u} = 1,2 \cdot \omega_{AS,i} = 13,8$ krad/s einstellt und im Bodediagramm in Abbildung 62 nachvollzogen werden kann.

$$\left. \frac{\Delta U_{DC}(s)}{I_N(s)} \right|_{\text{open loop}} = \frac{K_1 \cdot K_2}{L_{AS} \cdot C_{DC} \cdot s^2 + L_{AS} \cdot C_{DC} \cdot \omega_{AS,i} \cdot s} = \frac{-\omega_{AS,u}^2}{s^2 + \omega_{AS,i} \cdot s} \quad (4.17)$$

$$\text{mit } \omega_{AS,u}^2 = -K_1 \cdot K_2 / (L_{AS} \cdot C_{DC})$$

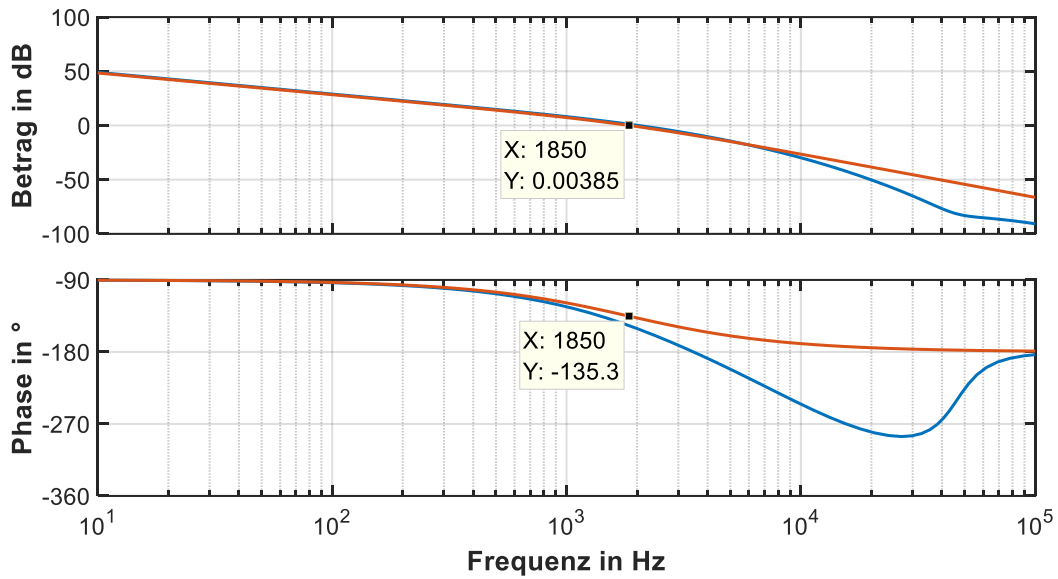


Abbildung 62: Bodediagramm des offenen äußeren Regelkreises der Zwischenkreis-Symmetrierung (rot = mit Vereinfachungen, blau = ohne Vereinfachungen)

Die bisherigen verallgemeinerten Betrachtungen – insbesondere die Definitionen der charakteristischen Kreisfrequenzen $\omega_{AS,i}$ und $\omega_{AS,u}$ in (4.15) und (4.17) – zeigen, dass sich das gewünschte Verhalten unabhängig von einem konkreten Wert für die Induktivität L_{AS} einstellen lässt. Dieser kann durch geeignete Wahl der Verstärkungsfaktoren K_1 bzw. K_2 in weiten Grenzen festgelegt werden, wobei die Grenzen (in aufsteigender Größe von L_{AS}) gegeben sind durch:

- Den zulässigen Rippel des Drosselstroms $\Delta i_{L,AS}$ (bei Schaltfrequenz der vierten Halbbrücke $f_{s,FET}$).
- Die zulässige von $-K_1 \cdot K_2$ und damit von L_{AS} abhängige „Verschiebung“ von Δu_{DC} infolge des Spannungsfehlers in der Stellgröße.
- Den Drosselspannungsfall, der auf $i_{L,AS}$ folgt und unterhalb der Stellgrößenbeschränkung der vierten Halbbrücke ($\pm U_{DC,0}/2$) liegen muss.

Kriterium a) hat aufgrund des großen Stromripple die größten Halbleiter-Leitungsverluste zur Folge. Wird die Rippelamplitude allerdings so groß gewählt, dass das Vorzeichen von $i_{L,AS}$ auch bei maximalen Neutralleiterstrom i_N in jeder $f_{s,FET}$ Schaltperiode das Vorzeichen wechselt, schalten die MOSFETs im Modus „Zero Voltage Switching“, in dem die Einschaltverluste stark reduziert werden [75]. Die Ummagnetisierungsverluste einer Drossel hängen bei gegebenem Kernmaterial und magnetischer Aussteuerung im Wesentlichen vom Kernvolumen ab, das in diesem Fall ebenfalls klein sein kann.

Tendenziell eignet sich die Herangehensweise trotz hoher Leitungsverluste demnach zur Einstellung eines verlustoptimalen Betriebs. Allerdings war zum Zeitpunkt der Hardwarerealisierung nicht klar, ob die sehr kleinen Stellamplituden unterhalb eines PWM-Zählerschritts einen praktischen Betrieb ermöglichen. Daher wurde diese Variante nicht weiter verfolgt.

Ebenso wurde eine Auslegung nach Kriterium c) verworfen. Sie führt zu unwirtschaftlich großen Drosseln und die zur Verfügung stehende, große Schaltfrequenz $f_{s,FET}$ bleibt ungenutzt. Vorteilhaft könnte hingegen der feinfühlige Stelleingriff sein.

Schlussendlich wird Kriterium b) für die Auslegung herangezogen. Hierbei wird der Spannungsfehler des Stelleingriffs berücksichtigt, der sich in Abhängigkeit des Vorzeichens von $i_{L,AS}$ vereinfacht als diskreter positiver oder negativer Wert äußert und sich aus der Verriegelungszeit der Halbbrücken $T_{V,FET}$ ergibt [38]. Der Fehler wird über die Proportionalverstärkung $K_1 \cdot K_2$ skaliert auf Δu_{DC} übertragen und berechnet sich mit (4.18).

$$\Delta u_{DC,b)} = \frac{T_{V,FET} \cdot f_{s,FET} \cdot U_{DC,0}}{-K_1 \cdot K_2 + 1/2} \quad (4.18)$$

Bei einer Wahl von $K_1 \cdot K_2 = -7,6$ gilt $\Delta u_{DC,b)} \cong 2,3$ V und mit der Definition der Kreisfrequenz $\omega_{AS,u}^2$ des Spannungsregelkreises in (4.17) lässt sich L_{AS} zu 400 μ H bestimmen. Die noch fehlende Proportionalverstärkung des Stromregelkreises folgt aus der Definition für $\omega_{AS,i}$ in (4.15) mit $K_2 = 4,6$. Praktisch wird die Drossel L_{AS} als Pulverkerndrossel mit einer Wicklung aus HF-Litze realisiert, die von der Firma SMP bezogen wird. Ihr Wicklungswiderstand R_{LAS} beträgt 30 m Ω . Damit sind alle Strecken- und Reglerparameter festgelegt.

4.4.4 Beurteilung des Systemverhaltens

Im letzten Schritt werden sämtliche Vereinfachungen aufgehoben, die im Vorfeld getroffen wurden, um das endgültige Systemverhalten zu beurteilen.

In (4.15) wurde für die vereinfachte innere Stromregelschleife ohne Berücksichtigung von Stabilitätsgrenzen mit $\omega_{AS,i}$ ein Verhalten für den geschlossenen Regelkreis vorgegeben. Die nicht vereinfachte Übertragungsfunktion des offenen inneren Regelkreises ist in (4.19) dargestellt¹³. Sie weist bei einer Durchtrittskreisfrequenz von 11,4 krad/s eine Phasenreserve von rund 82° auf, womit der geschlossene Regelkreis stabil und die Wahl von $\omega_{AS,i}$ zulässig ist.

¹³ Das Blockschaltbild in Abbildung 61 wird dazu an der mit einem Kreuz und Beschriftung „Out₁“ gekennzeichneten Stelle aufgetrennt.

$$\left. \frac{\text{Out}_1(s)}{I'_N(s)} \right|_{\text{open loop}} = \frac{-K_2}{T_{d,\text{FET}} \cdot L_{\text{AS}} \cdot s^2 + (T_{d,\text{FET}} \cdot R_{\text{LAS}} + L_{\text{AS}}) \cdot s + R_{\text{LAS}}} \quad (4.19)$$

Das Bodediagramm des offenen äußeren Regelkreises ohne Vereinfachungen ist ebenfalls in Abbildung 62 eingezeichnet. Die Phasenreserve reduziert sich von ursprünglich 45 auf ca. 30° und wird anhand von Simulation als ausreichend bewertet. Bei hohen Frequenzen nähert sich die Phase des nicht vereinfachten Systems trotz Vorhandensein von Verzögerungsgliedern dem des vereinfachten an, was auf den rot eingezeichneten „natürlichen“ Bypass-Pfad in den Blockschaltbildern zurückzuführen ist.

In Abbildung 63 ist das Bodediagramm des geschlossenen Regelkreises – ebenfalls ohne Vereinfachungen – dargestellt. Zusätzlich wird das integrierende Verhalten der Zwischenkreiskapazität $C_{\text{DC}} = 88 \mu\text{F}$ gezeigt. Ab der Schaltfrequenz $f_{s,\text{WR}} (\cong 9,2 \text{ kHz})$ nähern sich Amplituden- und Phasengang beider Systeme an, d.h. die Wirkung der aktiven Symmetrierung verschwindet – wie eingangs gefordert – bei hohen Frequenzen. Für die Netzgrundfrequenz erreicht die zusätzliche vierte Halbbrücke in Relation zum passiven (Kommutierungs-) Kondensator eine Amplitudendifferenz von über 65 dB. Absolut gesehen gilt für die Spannungsdifferenz $\Delta u_{\text{DC,NF}}$, hervorgerufen durch den 50 Hz Neutralleiterstrom $i_{\text{N,NF}}$ bei maximaler Amplitude, der Zusammenhang in (4.20). Die Summenbildung aller drei Einflussgrößen in (4.21) zeigt, dass ebenfalls die Forderung nach 1 % Spannungsripple bezogen auf $U_{\text{DC},0}/2 = 380 \text{ V}$ eingehalten wird.

$$\Delta u_{\text{DC,NF}} = 10^{-\frac{35}{20}} \Omega \cdot 16 \text{ A} \cdot \sqrt{2} \cong 0,4 \text{ V} \quad (4.20)$$

$$\Delta u_{\text{DC,HF}} + \Delta u_{\text{DC,b}} + \Delta u_{\text{DC,NF}} = 1 \text{ V} + 2,3 \text{ V} + 0,4 \text{ V} = 3,7 \text{ V} \quad (4.21)$$

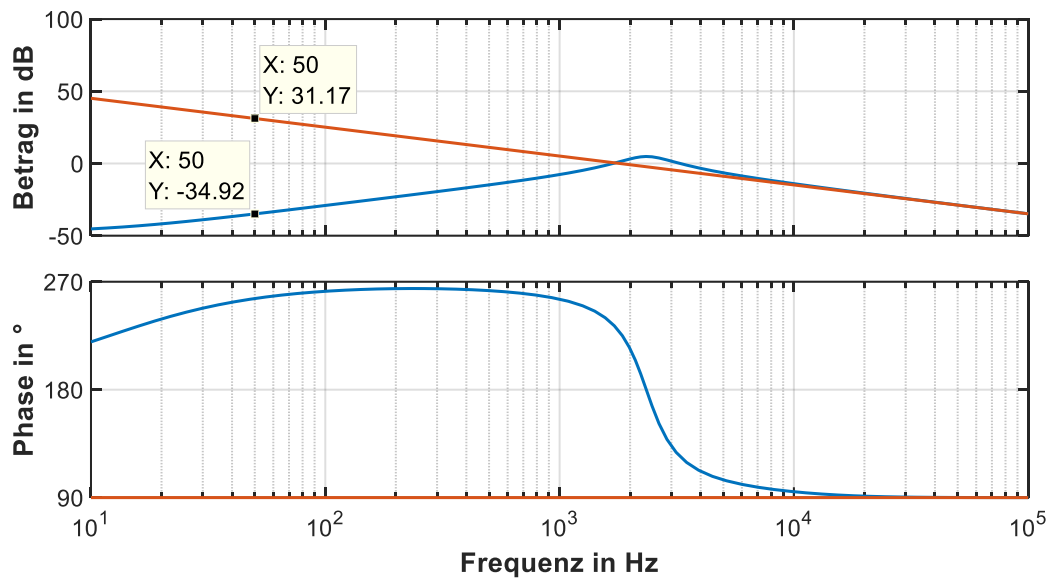


Abbildung 63: Bodediagramm des geschlossenen Regelkreises $\Delta U_{DC}(s)/I_N(s)$

In Abbildung 64 sind Auszüge aus einer Simulation mit den beschriebenen Parametern gezeigt. Die linke Bildhälfte zeigt die Differenzspannung Δu_{DC} bei einer Amplitude $\hat{i}_{N,NF} = 16 \text{ A} \cdot \sqrt{2}$. Der grundfrequente Strom wird nahezu vollständig auf die Drossel (rechte Bildhälfte) verlagert.

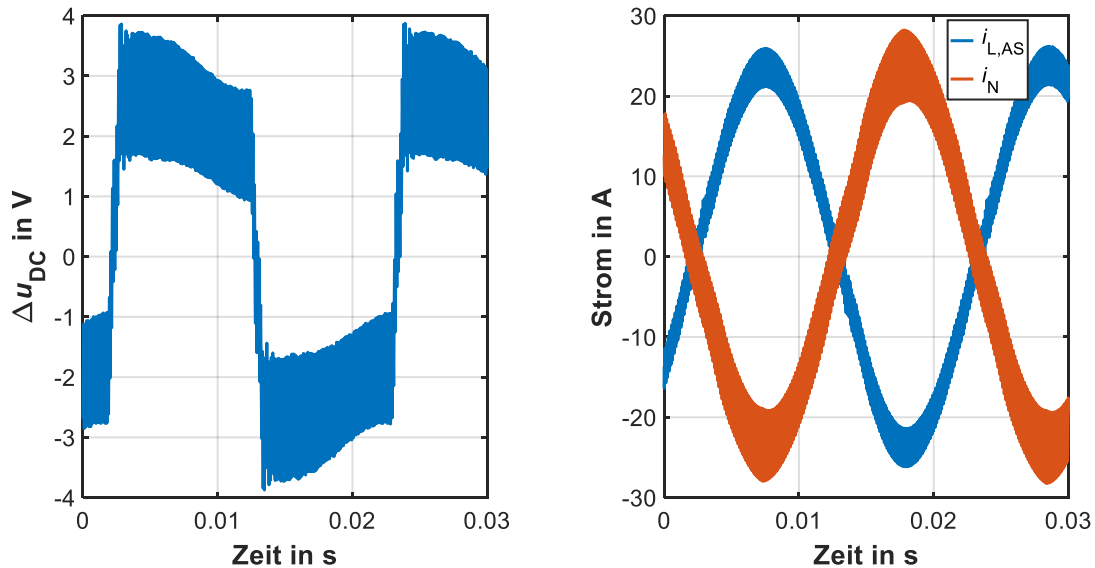


Abbildung 64: Simulationsergebnisse für die Größen Δu_{DC} , $i_{L,AS}$ und i_N der aktiven Symmetrierung unter Verwendung eines geschalteten Modells

4.5 Parallel-Aktivfilter zur Pendelleistungskompensation im Zwischenkreis

Das am Zwischenkreis angreifende Parallel-Aktivfilter hat die Aufgabe, niederfrequente Stromanteile derart zur Verfügung zu stellen, dass auftretende Pendelleistungskomponenten kompensiert werden und eine Schwankung der Zwischenkreisspannung vermieden wird. Dazu dient ein separater Pufferkondensator, welcher unter Ausnutzung eines verhältnismäßig großen Spannungshubs periodisch Energie aufnimmt und abgibt.

Die nachfolgenden Unterkapitel beschreiben die Hardware- und Regelauslegung für das Parallel-Aktivfilter nach Abbildung 59 bzw. Abbildung 58 b).

4.5.1 Hardwaredesign

Für die praktische Hardwareauslegung des Aktivfilters werden zunächst die grundlegenden physikalischen Zusammenhänge beschrieben, die zur Festlegung einiger Grundparameter dienen. Darauf aufbauend werden anschließend mit Hilfe eines Simulationsskriptes die in den einzelnen Komponenten auftretenden Verluste in Abhängigkeit des Induktivitätswertes L_{AF} numerisch berechnet. Die Ergebnisse dienen als Entscheidungsgrundlage zur Auswahl einer hinsichtlich Drossel-Bauvolumen und Gesamtverluste optimalen Kerngeometrie.

4.5.1.1 Dimensionierung der Pufferkapazität

Das Aktivfilter muss bei unsymmetrischer Wechselrichterbelastung eine Pendelleistung kompensieren, deren zeitlicher Verlauf mit (4.22) beschrieben werden kann.

$$p_{WR,AC} = \hat{p}_{WR,AC} \cdot \sin(2\omega_n \cdot t + \psi) \quad (4.22)$$

Unter Vernachlässigung sämtlicher Verluste und mit der Annahme, dass die in der Drossel L_{AF} gespeicherte Energie klein ist gegenüber der vom Kondensator C_{AF} bereitgestellten Energie, gilt das in (4.23) beschriebene Leistungsgleichgewicht.

$$\begin{aligned} u_{C,AF} \cdot i_{C,AF} &= p_{WR,AC} \\ u_{C,AF} \cdot C_{AF} \cdot \frac{du_{C,AF}}{dt} &= p_{WR,AC} \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{du_{C,AF}^2}{dt} &= \frac{\hat{p}_{WR,AC}}{C_{AF}} \cdot \sin(2\omega_n \cdot t + \psi) \end{aligned} \quad (4.23)$$

In (4.24) ist die Lösung dieser Differentialgleichung mit K_{AF} als Integrationskonstante gezeigt. Den sich einstellenden Kondensatorstrom $i_{C,AF}$ beschreibt (4.25). Es handelt sich um eine reine Wechselgröße.

$$u_{C,AF} = \sqrt{\frac{\hat{p}_{WR,AC}}{C_{AF} \cdot \omega_n} \cdot (K_{AF} - \cos(2\omega_n \cdot t + \psi))} \quad (4.24)$$

$$i_{C,AF} = \frac{p_{WR,AC}}{u_{C,AF}} = \frac{\hat{p}_{WR,AC} \cdot \sin(2\omega_n \cdot t + \psi)}{\sqrt{\frac{\hat{p}_{WR,AC}}{C_{AZK} \cdot \omega_n} \cdot (K_{AF} - \cos(2\omega_n \cdot t + \psi))}} \quad (4.25)$$

Damit (4.24) definiert ist, muss $K_{AF} \geq 1$ gelten. Zudem beeinflusst die Integrationskonstante den auftretenden Kondensatorspannungs-Spitzenwert $u_{C,AF,max}$. Nach Umstellung folgt der in (4.26) gezeigte Zusammenhang.

$$\frac{C_{AF} \cdot u_{C,AF,max}^2 \cdot \omega_n}{\hat{p}_{WR,AC}} - 1 = K_{AF} \quad (4.26)$$

Dieser kann ebenfalls als Verhältnis zwischen der in C_{AF} speicherbaren Energie E_{AF} und der Rippelenergie E_{AC} aufgefasst werden, die sich als Integral von $p_{WR,AC}$ über eine Halbschwingung ergibt. Mit diesen Überlegungen geht (4.26) in die Darstellung (4.27) über.

$$\frac{2E_{AF}}{E_{AC}} - 1 = K_{AF} \quad (4.27)$$

Mit der Festlegung $K_{AF} = 1$ geht demnach die energetisch günstigste Auslegung einher, da die in C_{AF} gespeicherte Energie exakt der Rippelenergie entspricht. Unabhängig vom konkreten Wert für C_{AF} nimmt die Kondensatorspannung am Ende der Entladephase hierbei den Wert $u_{C,AF} = 0$ an. Der kleinstmögliche Wert für C_{AF} wird erreicht, wenn der größtmögliche Spannungshub zugelassen wird, was durch die Wahl $u_{C,AF,max} = U_{DC,0}$ gegeben ist. Der theoretisch minimale Wert $C_{AF,min}$ berechnet sich dann gemäß (4.28).

$$C_{AF,min} = \frac{2\hat{p}_{WR,AC}}{\omega_n \cdot U_{DC,0}^2} \cong 44 \mu F \quad (4.28)$$

Zur Beherrschung transienter Vorgänge ist eine gewisse Reserveenergie vorzuhalten, d.h. C_{AF} muss in praktischen Anwendungen gegenüber $C_{AF,min}$ vergrößert werden. In Anlehnung an [76], wo ein aktiver Zwischenkreis für einen einphasigen Netzwechselrichter beschrieben ist, folgt mit (4.29) der gewählte Wert für C_{AF} .

$$C_{AF} \geq 2 \cdot C_{AF,min} \cong 90 \mu F \quad (4.29)$$

Im realisierten Laboraufbau wird C_{AF} aus zwei parallelen Folienkondensatoren vom Typ TDK/Epcos B32778 mit jeweils $45 \mu\text{F}$ und einer Spannungsfestigkeit von 800 V gebildet. Abbildung 65 stellt die beschriebenen elektrischen Größen für beide Kondensatorauslegungen dar.

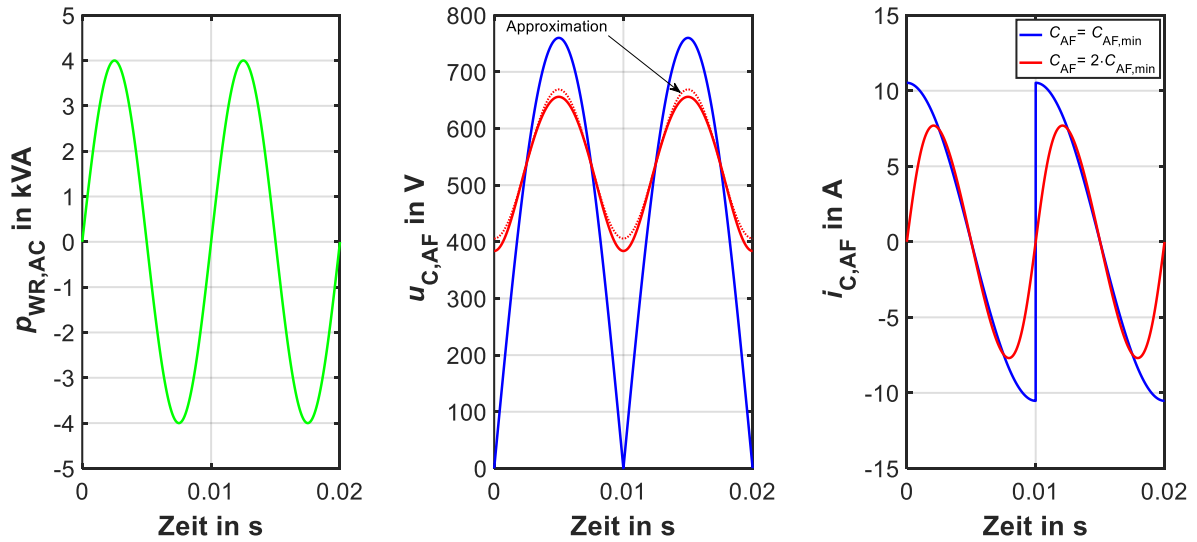


Abbildung 65: Stationäre Größen des aktiven Filters bei Nennbelastung und zwei verschiedenen Kondensatorgrößen. Der Strom ist ohne schaltfrequenten Ripple dargestellt.

4.5.1.2 Wahl des Kondensatorspannungs-Ruhepegels

Damit sichergestellt ist, dass die Reserveenergie jederzeit verfügbar ist, darf im stationären Betrieb die Kondensatorspannung $u_{C,AF}$ nicht zu weit absinken oder sich der Zwischenkreisspannung $U_{DC,0}$ annähern. Zweckmäßigerweise wird dazu ein Ruhepegel $u_{C,AF,0}$ wie in (4.30) definiert, da hierbei gleich große Energiemengen für das Ein- und Ausspeichern zur Verfügung stehen.

$$u_{C,AF,0} = \frac{U_{DC,0}}{\sqrt{2}} \quad (4.30)$$

Zwischen dem Ruhepegel $u_{C,AF,0}$ und der Integrationskonstanten K_{AF} besteht der Zusammenhang in (4.31), womit sich Gleichung (4.24) zu (4.32) umformulieren lässt.

$$K_{AF} = \frac{C_{AF} \cdot \omega_n \cdot u_{C,AF,0}^2}{\hat{p}_{WR,AC}} \quad (4.31)$$

$$u_{C,AF} = \sqrt{u_{C,AF,0}^2 - \frac{\hat{p}_{WR,AC}}{C_{AF} \cdot \omega_n} \cdot \cos(2\omega_n \cdot t)} \quad (4.32)$$

Der Ruhepegel $u_{C,AF,0}$ wird im Betrieb durch transiente Ereignisse und hier nicht betrachtete Verlustgruppen permanent beeinflusst und muss durch eine dedizierte Regelschleife eingeregelt werden. Diese überlagert dem Kondensatorstrom $i_{C,AF}$ eine passende Gleichstromkomponente geringer Amplitude.

Wird die Wurzelfunktion aus (4.32) um die Entwicklungsstelle $u_{C,AF,0}^2$ linearisiert und der Kossinus-Subtrahend als Kleinsignal-Störfunktion aufgefasst, lässt sich die Kondensatorspannung mit (4.33) approximieren. Ihr zeitlicher Verlauf ist in Abbildung 65 (Mitte) als rot gestrichelte Linie dargestellt.

$$u_{C,AF} \cong u_{C,AF,0} - \frac{\hat{p}_{WR,AC}}{2u_{C,AF,0} \cdot C_{AF} \cdot \omega_n} \cdot \cos(2\omega_n \cdot t) \quad (4.33)$$

Das Ergebnis ist von praktischer Bedeutung, denn es zeigt, dass der aktuelle Wert von $u_{C,AF,0}$ per Mittelwertbildung von $u_{C,AF}$ über eine halbe Netzperiode näherungsweise erfasst werden kann und so der erwähnten Regelschleife als Messgröße zur Verfügung steht. Mit den definierten Parametern beträgt die Abweichung etwa 3 %¹⁴ bei der maximal spezifizierten Pendelleistungsamplitude von 4 kVA und reduziert sich bei gegen null gehenden Leistungsamplituden ebenfalls auf null.

4.5.1.3 Dimensionierung der Drossel

Die Drossel L_{AF} bildet die zweite entscheidende Komponente des aktiven Filters, deren Dimensionierung – im Gegensatz zum Kondensator – weniger starren Grenzen unterworfen ist. Sie hat lediglich die Aufgabe, die Differenzspannung zwischen $U_{DC,0}$ und $u_{C,AF}$ aufzunehmen und sie zu abschnittsweise linearen Stromabschnitten zu integrieren. Gleichzeitig beeinflusst sie in hohem Maße die Verluste an allen beteiligten Komponenten und trägt einen wesentlichen Anteil zum Gesamtbauvolumen bei.

Für die Auslegung wurde ein Simulationsskript unter Verwendung der Software Matlab entworfen, das mit gegebenen Eingangsgrößen eine Parameterstudie durchführt und die jeweils zu erwartenden Systemverluste sowie das Drosselvolumen darstellt. Variiert werden dazu der Induktivitätswert L_{AF} in einem Intervall $[30 \mu\text{H}, \dots, 270 \mu\text{H}]$ mit einer Schrittweite von $15 \mu\text{H}$ bei maximal zulässigen magnetischen Aussteuerungen $B_{AF,max}$ von jeweils 240, 270 und 300 mT. Ein qualitatives Ablaufdiagramm des Simulationsskriptes zeigt Abbildung 66.

¹⁴ Der durch die Mittelung bestimmte Wert ist 3 % niedriger als der reale – die Ruhespannung wird demnach zu hoch eingeregelt.

Die Berechnung erfolgt auf Grundlage eines numerischen Ansatzes unter Ausnutzung analytischer Zusammenhänge. Dadurch können mit lediglich zwei Abtastpunkten je Schaltperiode neben den niederfrequenten Stromkomponenten ebenso der Einfluss des Stromripples auf die Leitungs-, Schalt- und Drosselverluste berechnet werden. Bei einer festgelegten Schaltfrequenz von $f_{s,FET} \cong 146 \text{ kHz}$ werden etwa 50 Auslegungsvarianten in unter drei Minuten berechnet, wobei stets eine Periode von 10 ms Länge betrachtet wird.

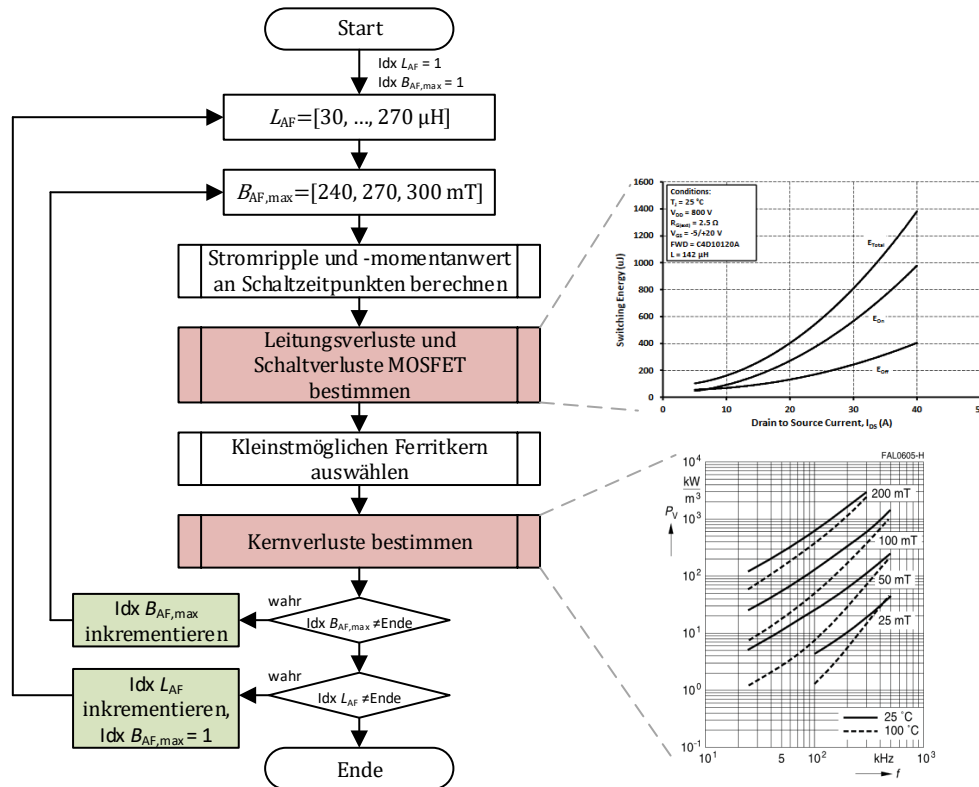


Abbildung 66: Vereinfachtes Ablaufdiagramm für die Durchführung der Parameteranalyse zur Drosseldimensionierung des aktiven Filters

Bei der Berechnung der Halbleiter-Schaltverluste werden insgesamt vier Kommutierungsfälle unterschieden, sodass allfällige Schaltereignisse, die unter den Bedingungen des „Zero Voltage Switching“ [75] verlustfrei ablaufen, berücksichtigt werden können. Die Modellierung der Schaltenergien erfolgt zudem in Abhängigkeit des Stroms zum Kommutierungszeitpunkt gemäß den Datenblattangaben der verwendeten SiC-MOSFETs [77].

Damit eine realistische Aussage für das Drossel-Bauvolumen möglich ist, werden potentiell infrage kommende, konkrete Kerntypen mit den relevanten geometrischen und magnetischen Parametern tabellarisch übergeben. Hierbei erfolgt eine Beschränkung auf die Bauform „ETD“ von TDK/Epcos [78].

Nach Bestimmung der Windungszahl N_{AF} sowie des Spitzenstroms $i_{C,AF,max}$ wird der kleinstmögliche Kern ausgewählt, bei dem die Bedingung in (4.34) erfüllt ist. Dabei beschreibt A_e den magnetisch wirksamen (effektiven) Kernquerschnitt.

$$B_{AF,max} \cdot N_{AF} \cdot A_e > L_{AF} \cdot i_{C,AF,max} \quad (4.34)$$

Eine verallgemeinerte Variante der lediglich für sinusförmige Größen gültigen Steinmetzgleichung (SE) (4.35) – die „improved Generalized Steinmetz Equation“ (iGSE) (4.36) [79], [80] – wird anschließend zur Berechnung der volumenbezogenen Drosselverluste P'_V herangezogen. Sie ist bei abschnittsweise linearen Strom- bzw. Flussdichteverläufen einfach anwendbar und sämtliche Parameter können auf Basis der feldstärke- bzw. frequenzabhängigen Verlustkurven aus dem Datenblatt des Kernmaterials (hier N87 Ferrit von TDK/Epcos [81]) bestimmt werden. Die Arbeitspunktabhängigkeit der Steinmetz-Parameter wird bei der iGSE grundsätzlich nicht modelliert, was die Genauigkeit der Verlustberechnung einschränkt.

$$P'_{V,SE} = k \cdot f / 1\text{Hz}^a \cdot B / 1\text{T}^b \quad (4.35)$$

$$P'_{V,iGSE} = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^a \cdot \Delta B^{b-a} dt \quad (4.36)$$

$$\text{mit } k_i = \frac{k}{(2\pi)^{a-1} \cdot \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^a \cdot 2^{b-a} d\theta}$$

In Abbildung 67 sind die berechneten Gesamtverluste für das aktive Filter bei Volllast mit $\hat{p}_{WR,AC} = 4 \text{ kVA}$ in Abhängigkeit von L_{AF} und $B_{AF,max}$ dargestellt. Der hyperbelartige Verlauf zeigt deutlich, dass große Werte für L_{AF} bzgl. der Verluste von Vorteil sind, was mit dem zunehmend kleiner werdenden Stromripple erklärt werden kann. Die Verluste streben gegen einen unteren Grenzwert, bei dem der Strom vollkommen frei von schaltfrequenten Oberschwingungen ist.

Weniger eindeutig ist der Einfluss der zulässigen magnetischen Aussteuerung $B_{AF,max}$ auf das Ergebnis. Die Kurven ändern stellenweise ihre relative Position zueinander, was darin begründet liegt, dass hier mit realen, d.h. diskret gestuften Kerngrößen gerechnet wird. So kann es passieren, dass beim Wechsel auf eine höhere Aussteuerung entgegen der intuitiven Erwartung die anteiligen Kernverluste sinken, da sich trotz gestiegener volumenbezogener (relativer) Verluste die absoluten Verluste aufgrund einer kleineren Kerngröße reduzieren.

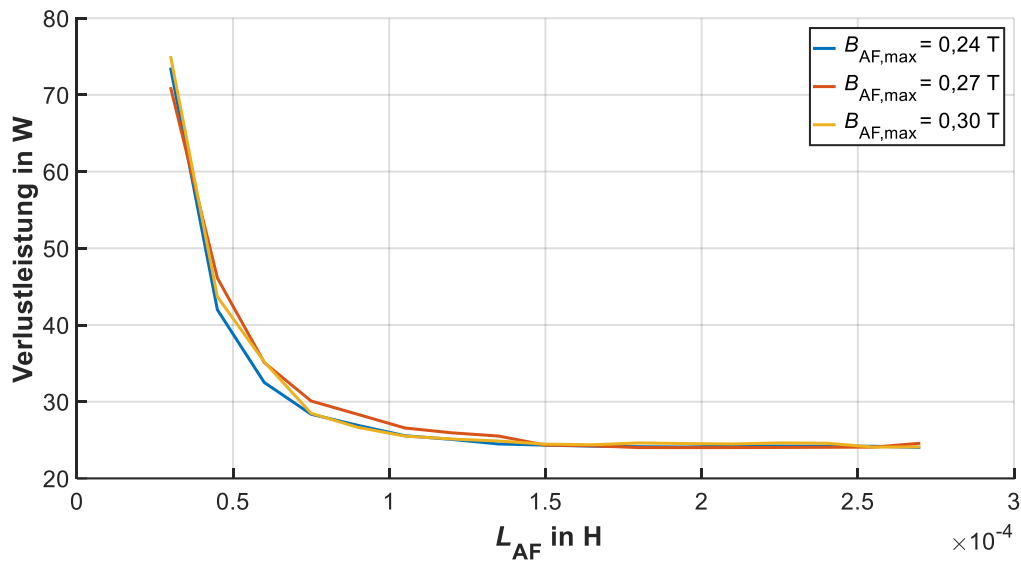


Abbildung 67: Gesamtverluste des aktiven Filters bei Vollast in Abhängigkeit der Drosselinduktivität und deren magnetischer Aussteuerung

Für die Festlegung eines Induktivitätswertes sollten die auftretenden Gesamtverluste und das Kernvolumen gemeinsam betrachtet werden, um hier einen geeigneten Kompromiss zu finden. Dazu ist in Abbildung 68 für die gleichen Parametervarianten wie in Abbildung 67 das jeweilige Kernvolumen mit seinen diskreten Abstufungen aufgetragen.

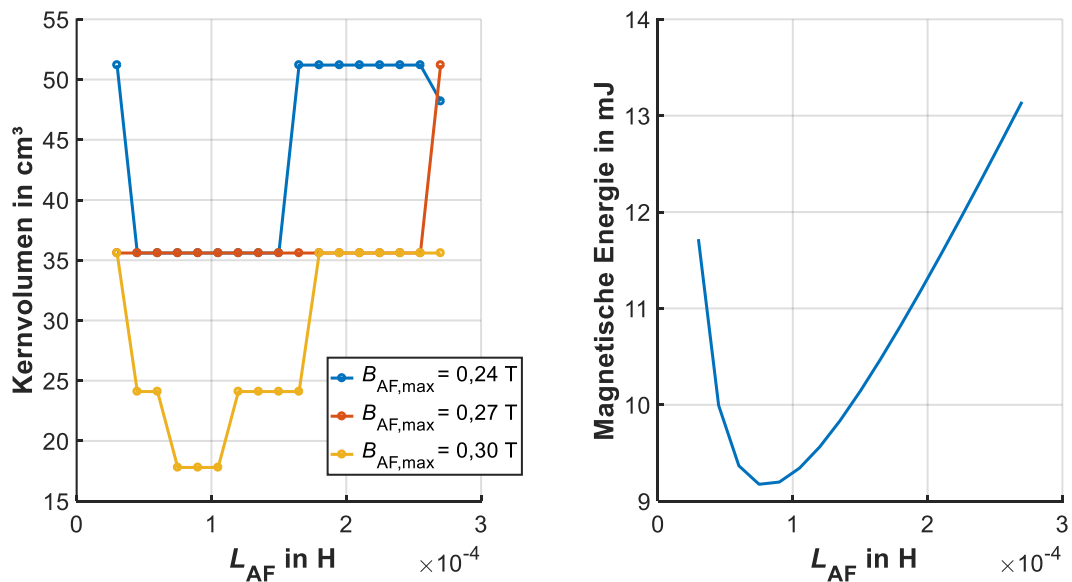


Abbildung 68: Kernvolumen in Abhängigkeit der Drosselinduktivität und deren magnetischer Aussteuerung (links), im Magnetfeld gespeicherte Energie (rechts)

Erwartungsgemäß führen höhere magnetische Aussteuerungen wegen der besseren Materialausnutzung zu kleineren Kernvolumina mit einem Minimum von 17,8 cm³ bei 75, 90 und 105 µH für $B_{AF,max} = 0,3$ T. Günstigerweise haben sich in diesem Bereich die Gesamtverluste dem Grenzwert von etwa 24 W weit angenähert und betragen bei $L_{AF} = 105$ µH ca. 26 W. Das Volumen ist der Kernbauform „ETD 44/22/15“ zugeordnet, welche hinsichtlich Bauvolumen und Gesamtverluste demnach als praktikable Lösung angesehen werden kann.

Zusätzlich ist in Abbildung 68 unabhängig von einer konkreten Kerngröße die im Magnetfeld maximal gespeicherte Energie aufgetragen, die gemeinhin als erster qualitativer Anhaltspunkt für die zu erwartende Drossel-Baugröße dient. Der Zusammenhang kann weitgehend bestätigt werden, allerdings zeigt sich eine zunehmend gute Übereinstimmung erst bei großen Aussteuerungen. Zu beachten ist außerdem, dass die dargestellten Volumina deutlich vom tatsächlichen Drossel-Bauraum abweichen können, da Wickelkörper, Wicklungsanschlüsse und Totvolumen hinzugerechnet werden müssen. Konkret hat ein Quader, der die o.g. Drossel gerade einschließt, ein Volumen von annähernd 100 cm³.

Für die Wahl $L_{AF} = 105$ µH sind in Abbildung 69 die Einzelverluste dargestellt, wobei halbleitendseitig eine Aufschlüsselung in Schalt- und Leitungsverluste erfolgt. Zum Vergleich werden ebenfalls die Kondensatorverluste des passiven Zwischenkreises gezeigt, die ausgehend von der Dimensionierung in 4.2.1 ermittelt wurden und mit etwa 2 W deutlich kleiner ausfallen. Bezogen auf den Effektivwert der Bemessungsleistung $\hat{p}_{WR,AC}/\sqrt{2} \cong 2,83$ kVA betragen die Gesamtverluste des aktiven Zwischenkreises trotzdem weniger als 1 %.

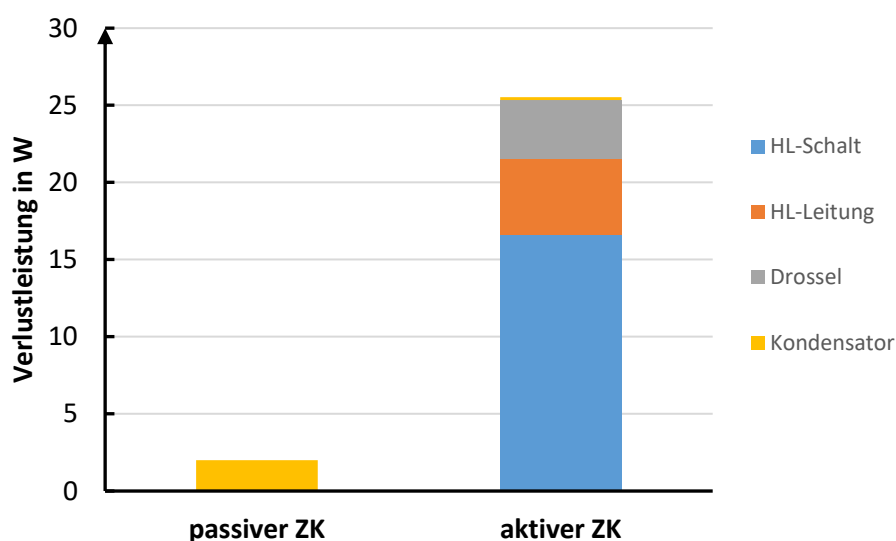


Abbildung 69: Aufschlüsselung der Einzelverluste für den konventionellen passiven und den Zwischenkreis mit Aktivfilter – „aktiver Zwischenkreis“

In Abbildung 70 sind die Bauräume beider Zwischenkreisvarianten gegenübergestellt. Sämtliche Bauteile gehen als ihre Form einhüllende Quader in die Volumenberechnung ein, was beispielsweise die schlechte Bauraumausnutzung von meist zylindrischen Elkos widerspiegelt. Die zugrunde liegenden Abmessungen entsprechen denen realer Bauteile, die für den jeweiligen Zweck prinzipiell geeignet wären und beim Laboraufbau überwiegend auch Verwendung finden.

Insgesamt kann durch Einsatz des aktiven Filters der notwendige Bauraum auf rund 53 % bzgl. der passiven Variante mit 2 % Spannungsripple reduziert werden. Höhere Anforderungen an den Spannungsripple verbessern dieses Verhältnis in annähernd gleichem Maße. Hierbei wird stets davon ausgegangen, dass das aktive Filter die niederfrequenten Stromkomponenten stationär genau zur Verfügung stellt, also im Prinzip gar keinen Ripple zulässt. Da dies nicht für die schaltfrequenten Komponenten gilt, wächst auch das Bauvolumen des aktiven Filters durch eine dann zwangsläufig größere Kommutierungskapazität C_{DC} geringfügig an.

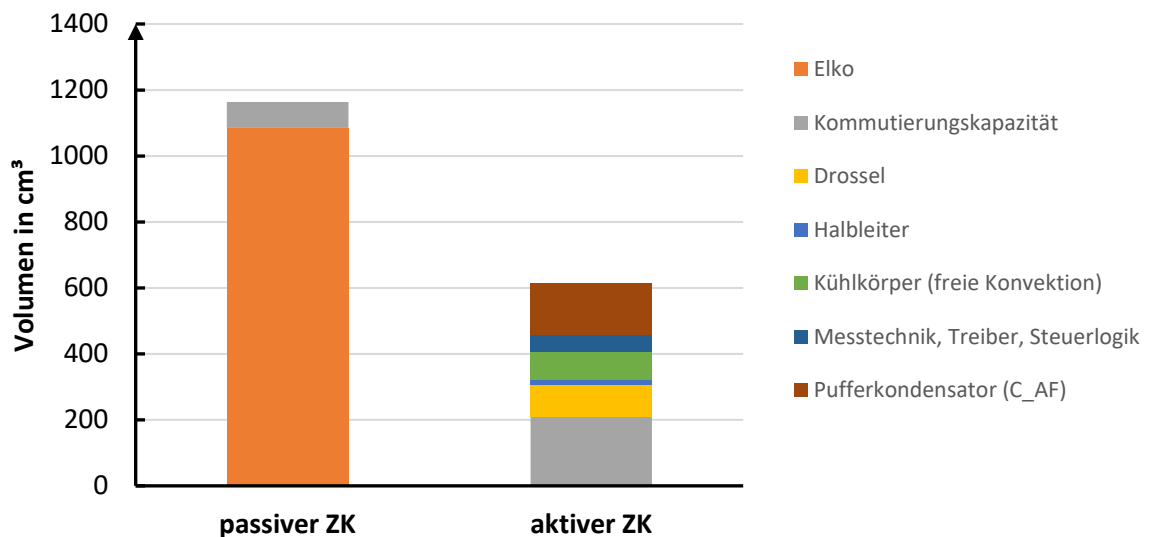


Abbildung 70: Bauraumvergleich der passiven und aktiven Zwischenkreisvariante

Anders als oben beschrieben, wurde für den Laboraufbau eine konservativere Drosselwahl getroffen, indem die magnetische Aussteuerung $B_{AF,max}$ auf 270 mT begrenzt und L_{AF} auf 90 μ H festgelegt wurde. Als Kern kommt der „ETD 54/28/19“ mit 2 mm Luftspalt zum Einsatz.

4.5.2 Auslegung der Kondensator-Stromregelung

Das aktive Filter sorgt, wie später in Kapitel 5 noch beschrieben wird, zusammen mit dem Netzwechselrichter für die Stabilisierung der Zwischenkreisspannung u_{DC} . Dafür muss bei unsymmetrischer Belastung der Kondensator-Wechselstrom $i_{C,AF}$ gemäß (4.25) eingeregelt werden können.

Zunächst soll dazu ein einfacher PI-Regler zum Einsatz kommen, der allerdings hinsichtlich seines stationären Verhaltens bzgl. Wechselgrößen i.A. als nicht ideal anzusehen ist. Sofern die erzielbare Bandbreite des geschlossenen Regelkreises groß ist gegenüber den die Regelgröße dominierenden Frequenzkomponenten, stellt er jedoch eine geeignete Lösung dar, bei der auf zahlreiche Auslegungsempfehlungen zurückgegriffen werden kann.

Unter Vernachlässigung der Drosselresistanz R_{LAF} , Stell- sowie Messgliedverzögerungen lässt sich für die in Abbildung 71 dargestellte Regelschleife die Kleinsignal-Führungsübertragungsfunktion (4.37) aufstellen. Eine darauf angewandte Grenzwertbetrachtung mit $s \rightarrow 0$ in (4.38) offenbart eine stationäre Regelabweichung für Gleichgrößen, die auch bei den hier relevanten niedrigen Frequenzen in nicht tolerierbarer Höhe bestehen bleibt. Die Parameter $K_{P,AF}$ und $K_{I,AF}$ bezeichnen jeweils die Proportional-, bzw. Integralverstärkung des PI-Reglers.

$$\frac{I_{C,AF}(s)}{I_{C,AF}(s)^*} = \frac{K_{P,AF} \cdot C_{AF} \cdot s + K_{I,AF} \cdot C_{AF}}{L_{AF} \cdot C_{AF} \cdot s^2 + K_{P,AF} \cdot C_{AF} \cdot s + K_{I,AF} \cdot C_{AF} + 1} \quad (4.37)$$

$$\left. \frac{I_{C,AF}(s)}{I_{C,AF}(s)^*} \right|_{s \rightarrow 0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{I,AF} \cdot C_{AF}}} < 1 \quad (4.38)$$

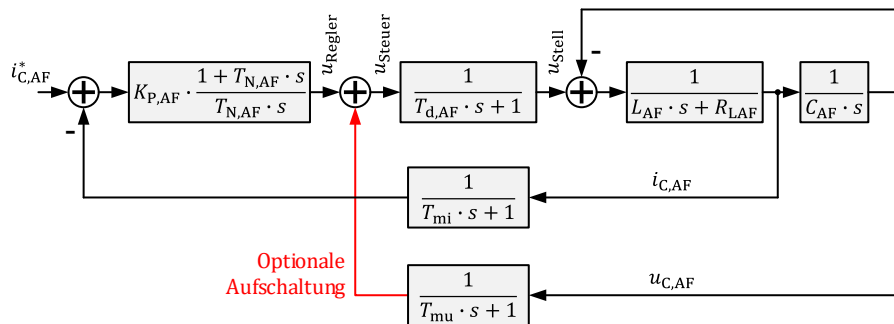


Abbildung 71: Kleinsignal Blockschaltbild der Kondensatorstromregelung für das aktive Filter mit optionaler Aufschaltung der Kondensatorspannung

Das Problem kann durch Aufschalten der Kondensatorspannung $u_{C,AF}$ auf die Stellgröße signifikant abgeschwächt werden. Da sie zum Erfassen des Ruhepegels $u_{C,AF,0}$ ohnehin als Messgröße

zur Verfügung steht, ist diese Maßnahme ohne zusätzlichen Hardwareaufwand implementierbar und in Abbildung 71 als Option dargestellt. Als weitere Maßnahme wird bei der folgenden Reglerauslegung auf ein gutes Störverhalten geachtet, da die reale Aufschaltung durch die Mess- und Stellgliedverzögerung nicht exakt ist.

Die Strecke der Stromregelschleife vereinfacht sich durch die (ideale) positive Aufschaltung zu einem reinen PT₁-Glieder mit der Zeitkonstante $T_{1,AF}$ gemäß (4.39). In der angegebenen Drosselresistenz $r_{L,AF}$ sind neben dem Wicklungswiderstand von etwa 6 mΩ weitere Kontaktübergangs- und Kondensator-Innenwiderstände subsummiert.

$$T_{1,AF} = \frac{L_{AF}}{r_{L,AF}} = \frac{90 \mu H}{20 m\Omega} = 4,5 ms \quad (4.39)$$

Mess- und Stellglieder fügen dem System weitere Zeitkonstanten hinzu, die in einer Ersatzzeitkonstante $T_{\sigma,AF}$ zusammengefasst werden können (4.40).

$$T_{\sigma,AF} = T_{d,FET} + T_{sinc} + T_{mi} \cong 14,6 \mu s \quad (4.40)$$

Laut [44] können für derartige Systeme entweder ein P-Regler nach dem Betrags- oder ein PI-Regler nach dem Symmetrischen Optimum (SO)¹⁵ ausgelegt werden. Bei Anwendung des Betragsoptimums ist allerdings wegen des großen Verhältnisses $T_{1,AF}/T_{\sigma,AF} \gg 4$ mit einem unzureichenden Störverhalten zu rechnen, weswegen es sich für die vorliegende Regelaufgabe nicht eignet.

Das PT₁-Glieder mit der großen Zeitkonstante $T_{1,AF}$ verhält sich im Bereich der Eckkreisfrequenz des PT₁-Glieder mit der kleinen Zeitkonstante $T_{\sigma,AF}$ näherungsweise wie ein reines Integralglied. Somit liegt der klassische Anwendungsfall für das SO vor (offener Regelkreis mit zwei Integratoren), für den nach den Standardauslegungsvorschriften in (4.41) die PI-Reglereinstellungen folgen.

$$T_{N,AF} = 4 \cdot T_{\sigma,AF} \cong 58 \mu s$$

$$K_{P,AF} = \frac{T_{1,AF} \cdot r_{L,AF}}{2 \cdot T_{\sigma,AF}} = \frac{L_{AF}}{2 \cdot T_{\sigma,AF}} \cong 3,1 \Omega \quad (4.41)$$

$$K_{I,AF} = \frac{K_{P,AF}}{T_{N,AF}}$$

¹⁵ Genaugenommen handelt es sich hierbei um den „erweiterten Gültigkeitsbereich des Symmetrischen Optimums für Strecken ohne Integralanteil“.

In Abbildung 72 ist für das System mit dem so ausgelegten Regler das Bodediagramm der geschlossenen Führungsübertragungsfunktion dargestellt. Hierin werden sowohl die Mess- und Stellgliedverzögerungen als auch die angesprochene Aufschaltung berücksichtigt. Abbildung 73 zeigt das Ergebnis einer auf den Kondensatorstrom $i_{C,AF}$ angewandten DFT bei maximaler Auslastung mit $\hat{p}_{WR,AC} = 4$ kVA (in Abbildung 65 wurde der dazugehörige Zeitverlauf präsentiert). Der durch die Regelung abzudeckende Frequenzbereich erstreckt sich demnach von einer dominierenden 100 Hz Komponente bis hin zu etwa 500 Hz. In diesem Bereich ist das Führungsverhalten nahezu ideal mit einem Amplituden- und Phasenfehler von maximal 0,1 dB (entspricht etwa 1 %) bzw. weniger als 1° (jeweils bei 500 Hz). Somit wird die erzielbare Bandbreite des geschlossenen Regelkreises als ausreichend für die Regelaufgabe bewertet.

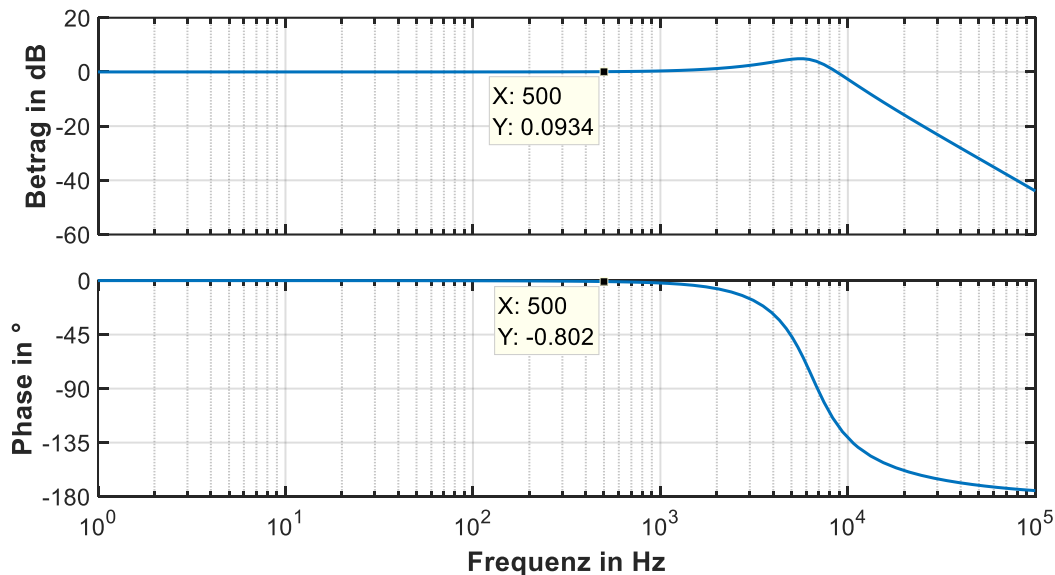


Abbildung 72: Bodediagramm der geschlossenen Kondensatorstrom-Führungsübertragungsfunktion des aktiven Filters

Im Falle eines transienten Ereignisses muss das System ggf. auf eine sprungförmige Änderung der Führungsgröße reagieren. Aus diesem Grund ist in Abbildung 74 die Antwort des Regelkreises auf einen Einheitssprung dargestellt. Die zur Stabilisierung der Zwischenkreisspannung u_{DC} maßgebliche Anregelzeit (darauf wird in Kapitel 6 explizit eingegangen) beträgt hier ca. $42 \mu s$. Ferner ist das SO-typische Überschwingen von etwa 43 % zu erkennen.

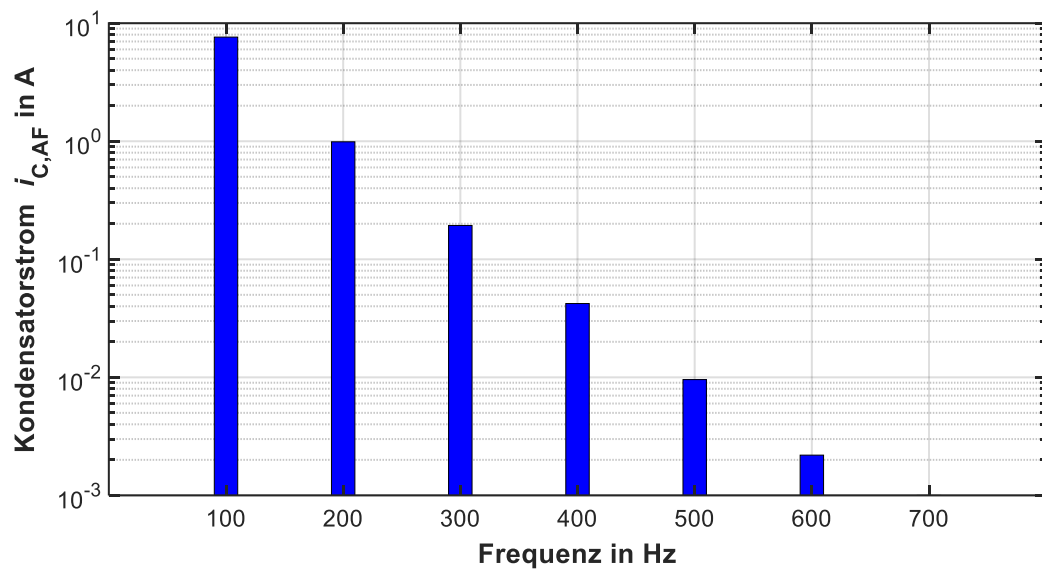


Abbildung 73: Frequenzspektrum des Kondensatorstroms innerhalb des aktiven Filters bei maximaler Auslastung mit $\hat{p}_{WR,AC} = 4 \text{ kVA}$

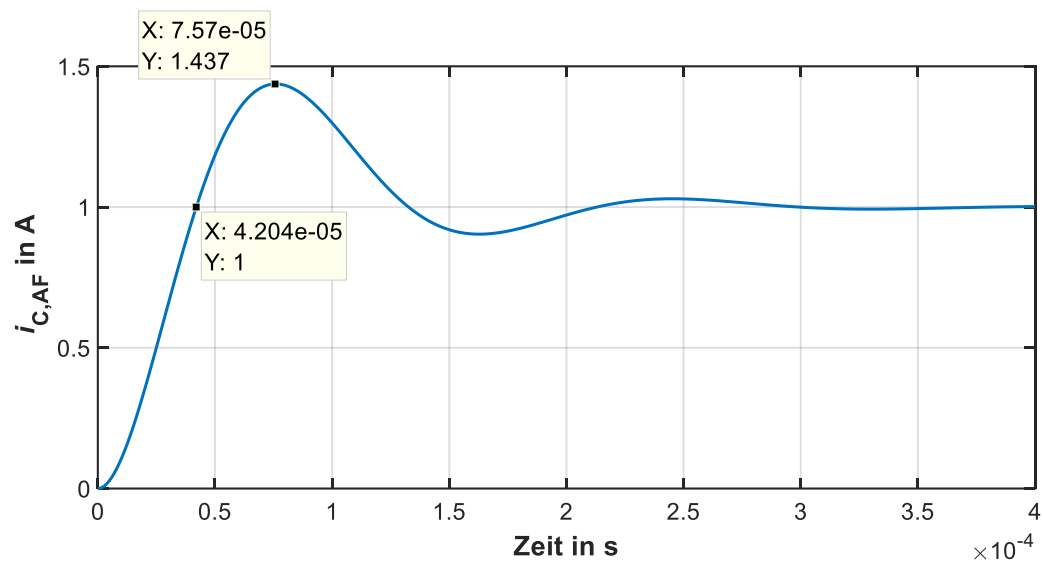


Abbildung 74: Antwort der Stromregelschleife des aktiven Filters auf einen Einheitssprung



5 Modellbildung der Zwischenkreisspannungsregelung

Sämtlichen Regelschleifen und Blockschaltbildern, die in den vorherigen Kapiteln beschrieben wurden (Netzstromregelung, aktive Symmetrierung, aktives Filter), liegt die Annahme einer konstanten Zwischenkreisspannung $u_{DC} = U_{DC,0}$ zugrunde. Dabei sind die von den Transistor-Halbbrücken gestellten Spannungen ausschließlich eine Funktion der wertediskreten Ansteuersignale $s_x = [0,1]$ mit $x = [1, 2, 3, 4, 5]$.

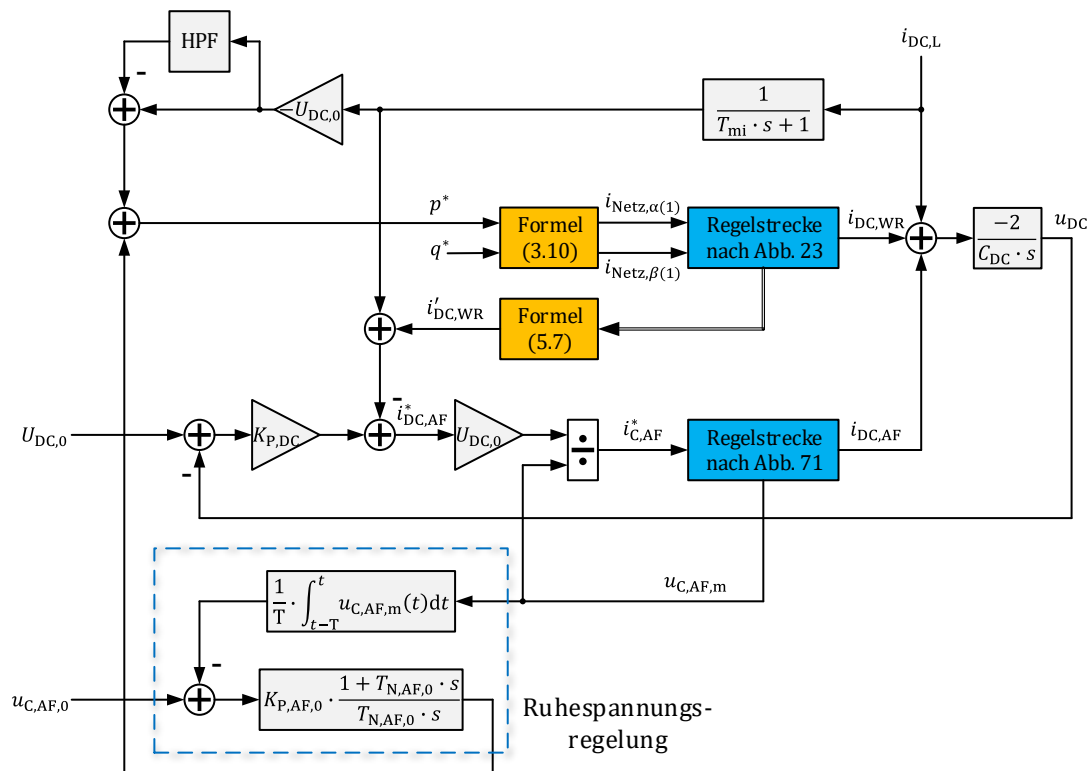
Aufgrund der kleinen Zwischenkreiskapazität $C_{DC}/2$ ist insbesondere bei unsymmetrischer Belastung der drei Außenleiter wegen der dann auftretenden Pendelleistungsanteile die Situation $u_{DC} = U_{DC,0}$ allerdings aktiv herbeizuführen. Dabei hilft das in Kapitel 4.5 vorgestellte, am Zwischenkreis angreifende Parallel-Aktivfilter, das nachfolgend in eine dedizierte Regelschleife zur Stabilisierung der Zwischenkreisspannung eingebunden wird. Trotz Stabilisierung kann es bei transienten Vorgängen (z.B. Lastsprung auf der DC-Seite, Einbruch der AC-Netzspannung) zu Abweichungen kommen, sodass die o.g. Annahme zumindest temporär nicht zutrifft.

Für diesen Fall muss ein Weg gefunden werden, das System so weit zu beschreiben, dass eine Auslegung des entsprechenden Spannungsreglers möglich ist. Die Herausforderung liegt darin, dass bei $u_{DC} \neq U_{DC,0}$ das ursprünglich lineare System nichtlinear wird und die zuvor unabhängigen Regelkreise über die variable Zwischenkreisspannung untereinander Verkopplungen aufweisen.

5.1 Verwendete Regelungsstruktur

Die verwendete Regelungsstruktur zur Stabilisierung der Zwischenkreisspannung ist in Abbildung 75 dargestellt. Sie wirkt auf den Gegentaktpfad des Zwischenkreises ein, d.h. die Spannung $u_{DC} = u_{DC1} + u_{DC2}$ ¹⁶, die von der Kapazität $C_{DC}/2$ gepuffert wird. An ihr greifen die DC-Last $i_{DC,L}$ sowie die auf den Zwischenkreis umgerechneten Ströme von Wechselrichter und Parallel-Aktivfilter $i_{DC,WR}$ bzw. $i_{DC,AF}$ an.

¹⁶ Die in Kapitel 4.4 beschriebene aktive Symmetrierung wirkt auf den Gleichtaktpfad mit $\Delta u_{DC} = u_{DC1} - u_{DC2}$ ein.



Im stationären Zustand muss die Leistungsbilanz zwischen AC- und DC-Seite über den Wechselrichter ausgeglichen werden, während das Parallel-Aktivfilter lediglich als Kurzzeitspeicher mit sehr begrenztem Energieangebot arbeitet und im Mittel keine Leistung bereitstellen kann. Die Mitsystem-Wirkströme zur Aufrechterhaltung der Leistungsbilanz werden nach (3.10) berechnet, wobei der Steuerwert p^* aus einer Multiplikation des gemessenen Laststroms mit dem negativen Nominalwert $U_{DC,0}$ hervorgeht. Mit dieser Störgrößenaufschaltung wird der eigentliche Spannungsregler stark entlastet. Sollte $i_{DC,L}$ Wechselkomponenten aufweisen, müssen diese über das eingezeichnete Hochpassfilter „HPF“ zunächst abgekoppelt werden, um eine Leistungsmodulation auf der AC-Seite zu vermeiden.

Anregelzeit (42 μs beim Aktivfilter) bzw. der größeren Dynamik verlagert. Die getroffene Maßnahme wirkt gleichermaßen im stationären Fall beim Auftreten von Pendelleistungskomponenten, die dann gezielt und dauerhaft vom Aktivfilter kompensiert werden.

Da beim Parallel-Aktivfilter nach Kapitel 4.5.2 der Kondensatorstrom $i_{C,AF}$ und nicht $i_{DC,AF}$ als primäre Regelgröße dient, erfolgt eine Umrechnung auf Basis des Leistungsgleichgewichts nach (5.1) unter der Annahme von Verlustfreiheit und $u_{DC} = U_{DC,0}$.

$$U_{DC,0} \cdot i_{DC,AF}^* = u_{C,AF} \cdot i_{C,AF}^* \quad (5.1)$$

Zur Aufrechterhaltung des Kondensatorspannungs-Ruhepegels $u_{C,AF,0}$ nach (4.30) dient eine separate Ruhespannungsregelung, bei der die Ausgangsgröße eines PI-Gliedes zu einem beabsichtigten Eingriff in die Leistungsbilanz zwischen AC- und DC-Seite führt. Die Reglerparameter sind in Tabelle 7 aufgeführt und wurden empirisch ermittelt. Ein gleitendes Mittelwertfilter mit einem Mittelungsintervall von $T = 10 \text{ ms}$ dient der notwendigen Erfassung des aktuellen Gleichanteils von $u_{C,AF}$.

Tabelle 7: Reglerparameter der Kondensatorspannungs-Ruheregelung

Streckenelement	Parameter
Proportional/Integral (PI)-Ruhespannungsregler	$K_{P,AF,0} = -7,6 \text{ W/V}$; $T_{N,AF,0} = 80 \text{ ms}$

Die eigentliche Zwischenkreis-Spannungsregelung ist mit einem P-Glied ausgeführt, das die Verstärkung $K_{P,DC}$ aufweist und nachfolgend beziffert wird.

5.2 Zeitvariantes, nichtlineares Großsignalmodell

Abbildung 76 zeigt einen Ausschnitt der in Abbildung 59 vorgestellten Grundsaltung des realisierten Wechselrichtersystems mit Fokus auf den geteilten Zwischenkreis und dessen aktive Symmetrierung. Sämtliche an den Kondensatoren angreifenden Ströme sind hier konzentriert auf einzelne Knoten dargestellt und benannt.

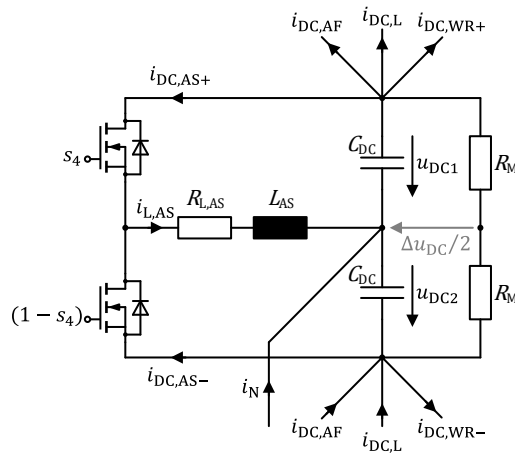


Abbildung 76: Geteilter Zwischenkreis mit den angreifenden Strömen und aktiver Symmetrierschaltung

Der Schaltungsteil lässt sich unter Verwendung gesteuerter Quellen in eine für die Systemanalyse günstigere Form überführen, welche in Abbildung 77 gezeigt ist. Die beiden Ströme $i_{DC,AS+}$ und $i_{DC,AS-}$ sind gemäß (5.2) von der diskreten Schaltfunktion s_4 abhängig und damit unstetig.

$$i_{DC,AS+} = s_4 \cdot i_{L,AS} \quad (5.2)$$

$$i_{DC,AS-} = (1 - s_4) \cdot i_{L,AS}$$

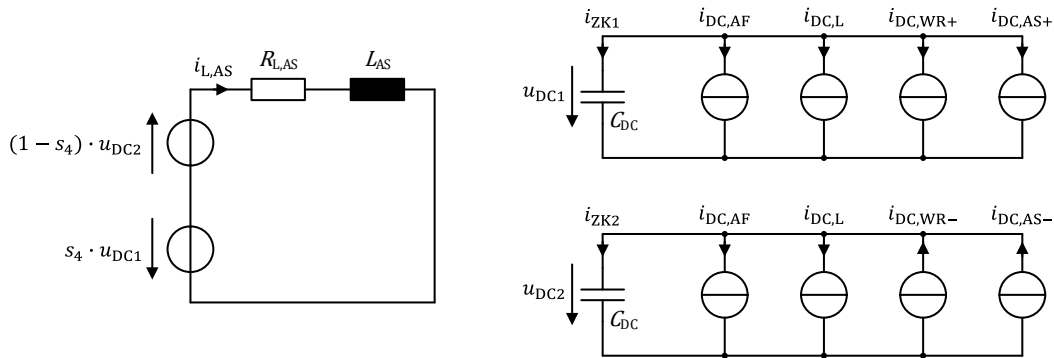


Abbildung 77: Aufgelöste Darstellung des geteilten Zwischenkreises mit aktiver Symmetrierung in Form gesteuerter Quellen

Mit den bekannten Konventionen (5.3) sowie (5.4) als Ergebnis zweier Maschenumläufe in Abbildung 76 lässt sich nach einigen Umformschritten für die aktive Symmetrierung eine alternative Darstellung ableiten, die Abbildung 78 zeigt. Hier wurden außerdem die Quelledarstellung von Wechselrichter mitsamt LCL-Filter und Parallel-Aktivfilter in gleicher Weise aufgenommen.

$$u_{DC} = u_{DC1} + u_{DC2} \quad \Delta u_{DC} = u_{DC1} - u_{DC2} \quad (5.3)$$

$$u_{DC1} = \frac{u_{DC} + \Delta u_{DC}}{2} \quad u_{DC2} = \frac{u_{DC} - \Delta u_{DC}}{2} \quad (5.4)$$

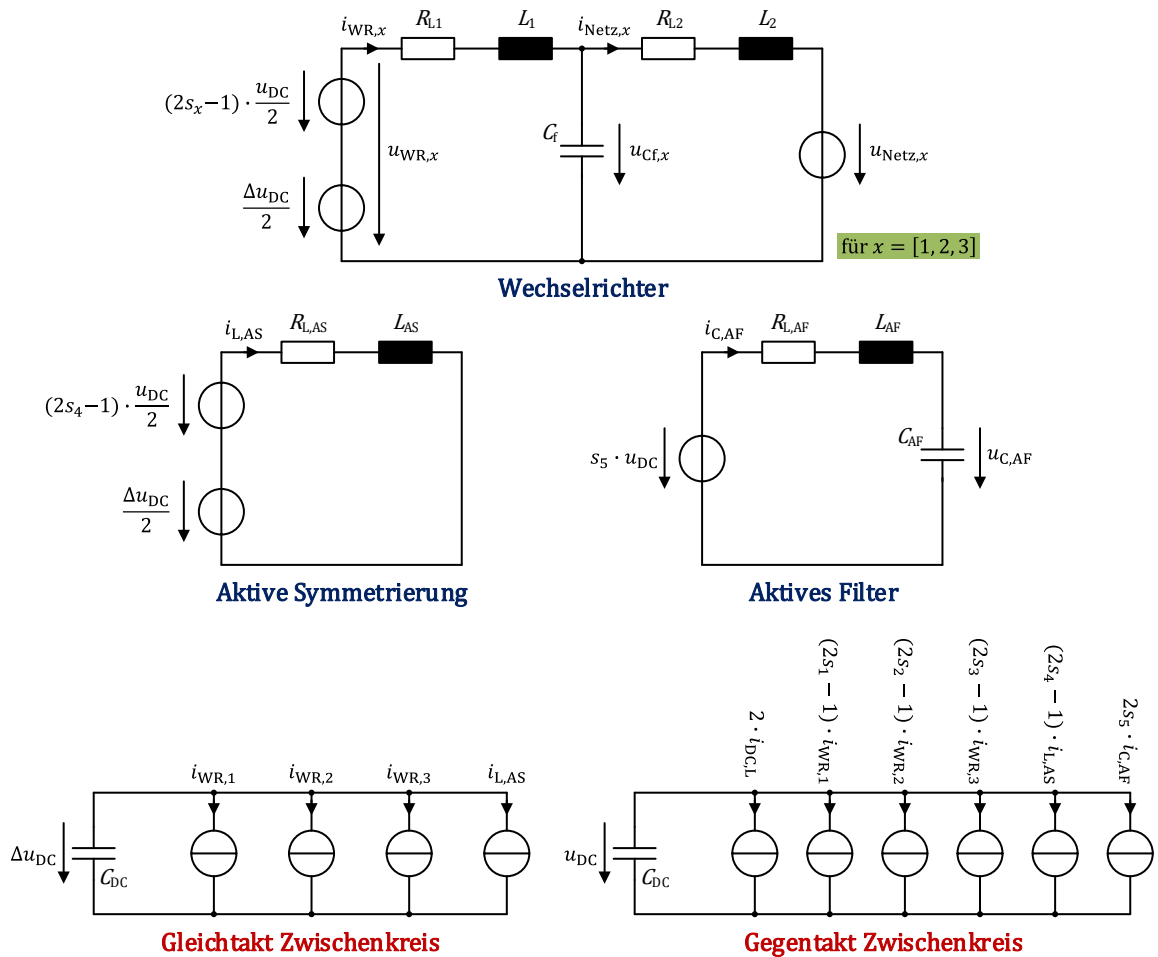


Abbildung 78: Darstellung des gesamten Wechselrichtersystems in Form gesteuerter Quellen mit Aufteilung des Zwischenkreises in Gleich- und Gegentaktpfad

Vorteil dieser Darstellung ist die getrennte Betrachtung von Gleichtakt- und Gegentaktströmen, die an jeweils eigenen Zwischenkreiskapazitäten angreifen. Die entsprechenden Differentialgleichungen zeigen (5.5) bzw. (5.6).

$$\frac{d}{dt} \Delta u_{DC} = -\frac{1}{C_{DC}} \cdot [i_{WR,1} + i_{WR,2} + i_{WR,3} + i_{L,AS}] \quad (5.5)$$

$$\frac{d}{dt} u_{DC} = -\frac{1}{C_{DC}} \cdot \left[(2s_1 - 1) \cdot i_{WR,1} + (2s_2 - 1) \cdot i_{WR,2} + (2s_3 - 1) \cdot i_{WR,3} \dots \right. \\ \left. + (2s_4 - 1) \cdot i_{L,AS} + 2s_5 \cdot i_{C,AF} + 2 \cdot i_{DC,L} \right] \quad (5.6)$$

Demnach wirkt der Drosselstrom $i_{L,AS}$ direkt auf den Gleichtakt-Zwischenkreis, während dies im Gegentaktfall über den Vorfaktor $(2s_4 - 1)$ erfolgt. Aufgrund des kleinen Induktivitätswertes L_{AS} stellen sich im Betrieb der Halbbrücke Tastgrade nahe 50 % ein, sodass der genannte Vorfaktor im zeitlichen Mittel klein ist. Damit ist die Wirkung der aktiven Symmetrierung auf den Gegentakt-Zwischenkreis verglichen mit den anderen Stromkomponenten von Wechselrichter, Parallel-Aktivfilter und DC-Last vernachlässigbar.

Wird weiterhin angenommen, dass die Vorfaktoren $(2s_x - 1)$ mit $x = [1, 2, 3]$ im zeitlichen Mittel den normierten Spannungen entsprechen, die als Modulationssignal den PWM-Blöcken zugeführt werden, kann die DC-Wirkung des Wechselrichters mit (5.7) abgeschätzt werden. Sie wird bei der vorgestellten Regelungsstruktur als Bestandteil der dort beschriebenen Störgrößenaufschaltung verwendet.

$$i'_{DC,WR} = \frac{u_{WR,1}^* \cdot i_{WR,1} + u_{WR,2}^* \cdot i_{WR,2} + u_{WR,3}^* \cdot i_{WR,3}}{U_{DC,0}} \quad (5.7)$$

Nachfolgend sind die Zustandsgleichungen für die restlichen Subsysteme aufgeführt:

Wechselrichter (für $x = [1, 2, 3]$)

$$\frac{d}{dt} i_{WR,x} = \frac{1}{L_1} \cdot \left[(2s_x - 1) \cdot \frac{u_{DC}}{2} + \frac{\Delta u_{DC}}{2} - u_{Cf,x} - R_{L1} \cdot i_{WR,x} \right] \quad (5.8)$$

$$\frac{d}{dt} i_{Netz,x} = \frac{1}{L_2} \cdot [u_{Cf,x} - u_{Netz,x} - R_{L2} \cdot i_{Netz,x}] \quad (5.9)$$

$$\frac{d}{dt} u_{Cf,x} = \frac{1}{C_f} \cdot [i_{WR,x} - i_{Netz,x}] \quad (5.10)$$

Aktive Symmetrierung

$$\frac{d}{dt} i_{L,AS} = \frac{1}{L_{AS}} \cdot \left[(2s_4 - 1) \cdot \frac{u_{DC}}{2} + \frac{\Delta u_{DC}}{2} - R_{L,AS} \cdot i_{L,AS} \right] \quad (5.11)$$

Parallel-Aktivfilter

$$\frac{d}{dt} i_{C,AF} = \frac{1}{L_{AF}} \cdot [s_5 \cdot u_{DC} - u_{C,AF} - R_{L,AF} \cdot i_{C,AF}] \quad (5.12)$$

$$\frac{d}{dt} u_{C,AF} = \frac{1}{C_{AF}} \cdot i_{C,AF} \quad (5.13)$$

Die diskreten Schaltfunktionen machen die Zustandsgleichungen zu zeitvarianten Systemen. Durch die Multiplikation aus Schaltfunktion (Stellgröße) und der Zustandsgröße u_{DC} wird das zeitvariante System zudem nichtlinear (bzw. bilinear nach [82]).

5.3 Grundlagen des verallgemeinerten Mittelwertansatzes im Zustandsraum

Der verallgemeinerte Mittelwertansatz im Zustandsraum (englisch: Generalized State-Space Average, bzw. GSSA) stellt einen Modellierungsansatz dar, der sich insbesondere für leistungselektronische Schaltungen mit DC- und AC-Stufen eignet [83]. Er basiert auf der Repräsentation zeitperiodischer Funktionen mit Hilfe der komplexen Fourierreihe nach (5.14).

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle x \rangle_k(t) \cdot e^{jk\omega t} \quad (5.14)$$

Darin bezeichnen ω die System-Grundkreisfrequenz und $\langle x \rangle_k(t)$ den zeitvariablen Fourierkoeffizienten der k -ten Oberschwingung¹⁷. Er berechnet sich mit $T = 2\pi/\omega$ entsprechend (5.15) unter Anwendung des gleitenden Mittelwertes.

$$\langle x \rangle_k(t) = x_{k1}(t) + jx_{k2}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (5.15)$$

Die Zusammenhänge in (5.14) und (5.15) führen zu zwei elementaren Eigenschaften des GSSA, die die zeitliche Ableitung (5.16) sowie die Produktbildung (5.17) betreffen [82].

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k - jk\omega \cdot \langle x \rangle_k(t) \quad (5.16)$$

$$\langle x \cdot y \rangle_k(t) = \sum_i \langle x \rangle_{k-i}(t) \cdot \langle y \rangle_i(t) \quad (5.17)$$

Ein beispielhaftes stationäres Signal $y(t)$, das von einem grundfrequenten Anteil dominiert wird, kann unter Ausnutzung von (5.14) mit (5.18) approximiert werden (die Fourierkoeffizienten sind hier konstant).

$$y(t) \cong \langle y \rangle_1 \cdot e^{j\omega t} + \langle y \rangle_{-1} \cdot e^{-j\omega t} = (y_{11} + jy_{12}) \cdot e^{j\omega t} + (y_{11} - jy_{12}) \cdot e^{-j\omega t} \quad (5.18)$$

¹⁷ Im englischen Sprachraum ist die Bezeichnung „ k -th order sliding harmonic“ oder „ k -phasor“ gebräuchlich.

In Verbindung mit $e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j \sin(\omega t)$ wird daraus die Schreibweise (5.19), welche Analogien zur Raumzeigerdarstellung in rotierenden dq-Koordinaten aufweist. Letztere bildet einen Spezialfall der GSSA bei Betrachtung eines symmetrischen Dreiphasensystems [84].

$$y(t) \cong 2 \cdot [y_{11} \cdot \cos(\omega t) - y_{12} \cdot \sin(\omega t)] \quad (5.19)$$

5.4 Zeitinvariantes, nichtlineares Großsignalmodell

Durch Anwendung des in 5.3 beschriebenen Mittelwertansatzes ist es möglich, die zeitvarianten Zustandsraumdarstellungen aus 5.2 in eine zeitinvariante Darstellung zu überführen. Dazu muss zunächst festgelegt werden, bis zu welcher Ordnung bzw. Frequenz die jeweiligen Signale betrachtet werden sollen. Hierbei hilft die Überlegung, welche Frequenzanteile im Normalfall die Eingangs-, Zustands- und Stellgrößen dominieren, d.h. das Ergebnis ist stets eine mehr oder weniger gute Approximation der realen Situation. In Tabelle 8 sind die jeweils berücksichtigten Anteile aufgelistet. Demnach werden insbesondere Spannungs- und Stromharmonische auf der AC-Netzseite und innerhalb des LCL-Filters sowie Frequenzen oberhalb von 200 Hz beim Parallel-Aktivfilter vernachlässigt. Gemäß dem Spektrum von $i_{C,AF}$ aus Abbildung 73 treten zwar selbst bei dieser idealen Netzsituation höhere Harmonische auf – sie sind aber in Relation zur Grundfrequenz kleiner als 5 %.

Tabelle 8: Bei der Mittelwertbildung berücksichtigte Frequenzanteile für Eingangs-, Zustands- und Stellgrößen

		Dargestellte Frequenzen		
		0; ω	0; ω ; 2ω	0; ω ; 2ω ; 3ω ; 4ω
Eingangsgrößen	Spannungen	$u_{\text{Netz},x}$		
	Ströme		$i_{\text{DC},L}$	
Zustandsgrößen	Spannungen	$u_{\text{Cf},x}; \Delta u_{\text{DC}}$	u_{DC}	$u_{\text{C,AF}}$
	Ströme	$i_{\text{Netz},x}; i_{\text{WR},x}; i_{\text{L,AS}}$		$i_{\text{C,AF}}$
Stellgrößen		$s_1; s_2; s_3; s_4$		s_5

Die Schaltfrequenzen der Transistoren liegen jeweils um mindestens zwei Größenordnungen über den gelisteten Frequenzanteilen. Zudem findet in den Drosselzweigen eine starke Dämpfung bzgl. der hochfrequenten Stromanteile statt, sodass zur Betrachtung der maßgeblichen Streckendynamiken die schaltfrequenten Anteile vernachlässigt werden können.

In (5.20) ist beispielhaft gezeigt, wie die zeitvariante Zustandsgleichung des Stroms $i_{WR,x}$ aus (5.8) mit den Vorschriften (5.16) und (5.17) in eine zeitinvariante Darstellung überführt wird, die gemäß Tabelle 8 die Dynamik des Gleich- und Grundfrequenzanteils beschreibt.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle i_{WR,x} \rangle_0 &= \frac{1}{L_1} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_x \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_x \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_x \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-1} \dots \\ -1/2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + 1/2 \cdot \langle \Delta u_{DC} \rangle_0 \dots \\ -\langle u_{Cf,x} \rangle_0 - R_{L1} \cdot \langle i_{WR,x} \rangle_0 \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \langle i_{WR,x} \rangle_1 &= \frac{1}{L_1} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_x \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_x \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_x \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 \dots \\ -1/2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + 1/2 \cdot \langle \Delta u_{DC} \rangle_1 \dots \\ -\langle u_{Cf,x} \rangle_1 - R_{L1} \cdot \langle i_{WR,x} \rangle_1 \end{bmatrix} \dots \\ &\quad -j\omega \cdot \langle i_{WR,x} \rangle_1 \end{aligned} \quad (5.20)$$

Ein vollständiger Satz für alle Strecken-Zustandsgleichungen ist in Anhang B zu finden. Nach dem gleichen Prinzip lassen sich die mit Abbildung 75 verknüpften linearen und nichtlinearen Reglergleichungen in die GSSA-Darstellung überführen.

Die Systemgleichungen werden durch den GSSA-Ansatz zwar zeitinvariant, sind aber weiterhin teilweise nichtlinear, da Multiplikationen zwischen Stell- und Zustandsgrößen auftreten (ersichtlich z.B. am Produkt $\langle s_x \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0$ in (5.20)). Bei der Anwendung von (3.10) und (5.1) als Bestandteil der Regelungsstrategie kommt es zu weiteren nichtlinearen Multiplikations-, bzw. Divisionsvorgängen.

5.5 Übergang zum linearen Kleinsignalmodell

Damit die bekannten Methoden der linearen Regelungstechnik zur Bestimmung der noch ausstehenden Reglerverstärkung $K_{P,DC}$ angewendet werden können, muss eine Linearisierung der Systemgleichungen erfolgen. Diese können in allgemeiner Form gemäß (5.21) geschrieben werden, wobei \underline{u} , \underline{x} und \underline{y} Vektoren von Eingangs-, Zustands- und Ausgangsgrößen beschreiben.

$$\frac{d}{dt} \underline{x} = f(\underline{x}(t), \underline{u}(t)) \quad (5.21)$$

$$\underline{y} = h(\underline{x}(t), \underline{u}(t))$$

Durch Anwenden der Jacobimatrizen in der Form von (5.23) kann (5.21) in die linearisierte Kleinsignal-Zustandsraumdarstellung (5.22) überführt werden.

$$\dot{\tilde{\underline{x}}} = \underline{A} \cdot \tilde{\underline{x}} + \underline{B} \cdot \tilde{\underline{u}} \quad (5.22)$$

$$\tilde{\underline{y}} = \underline{C} \cdot \tilde{\underline{x}} + \underline{D} \cdot \tilde{\underline{u}}$$

Hierbei stehen $\underline{\tilde{u}}$, $\underline{\tilde{x}}$ und $\underline{\tilde{y}}$ für kleine Änderungen um die jeweiligen stationären Arbeitspunkte $\underline{\tilde{u}}_e$, $\underline{\tilde{x}}_e$ und $\underline{\tilde{y}}_e$. Diese können für jeden Betriebspunkt des Wechselrichters berechnet werden, wobei der Betriebspunkt als Tupel aus den Mitsystemleistungen p^* und q^* und je einem Stromphasor für das Gegen- und Nullsystem übergeben wird. Letztere treten beim Betrieb des Wechselrichters als Unsymmetrie-Kompensator auf. Bedingt durch die Darstellung im Frequenzbereich ist die Angabe eines Arbeitspunktes auch bei Wechselgrößen möglich.

$$\begin{aligned}\underline{A} &= \left(\frac{\partial f(\underline{x}, \underline{u})}{\partial \underline{x}} \right)_{\underline{x}_e, \underline{u}_e} & \underline{B} &= \left(\frac{\partial f(\underline{x}, \underline{u})}{\partial \underline{u}} \right)_{\underline{x}_e, \underline{u}_e} \\ \underline{C} &= \left(\frac{\partial h(\underline{x}, \underline{u})}{\partial \underline{x}} \right)_{\underline{x}_e, \underline{u}_e} & \underline{D} &= \left(\frac{\partial h(\underline{x}, \underline{u})}{\partial \underline{u}} \right)_{\underline{x}_e, \underline{u}_e}\end{aligned}\quad (5.23)$$

Die praktische Umsetzung der Linearisierung erfolgt für die einzelnen Subsysteme bzw. nicht-linearen Elemente zunächst isoliert – im Anschluss werden sie mit Hilfe des ‚connect‘-Befehls in Matlab zu einem Gesamtsystem verbunden. Bei der Aufstellung der Ursprungsgleichungen nach (5.21) kommt die „symbolic-toolbox“ zum Einsatz.

Das resultierende MIMO-System ermöglicht eine Beurteilung der Dynamik des kompletten geschlossenen Regelkreises. Aufgrund der Dimensionen, die dessen Zustandsraum-Matrizen annehmen, ist die computergestützte Handhabung unabdingbar. Beispielsweise ist \underline{A} eine 186 „Kreuz“ 186 Zustands- und \underline{C} eine 56 „Kreuz“ 186 Ausgangsmatrix.

5.6 Plausibilitätsprüfung des Kleinsignalmodells

Die linearisierte Kleinsigaldarstellung nach (5.22) wird zum Zwecke der Validierung gegen ein nichtgeschaltetes, nichtlineares Großsignalmodell getestet und auf Plausibilität geprüft. Im Großsignalmodell sind die Zusammenhänge aus 5.2 und sämtliche Reglerstrukturen implementiert. Allerdings werden die wertediskreten Ansteuersignale $s_x = [0,1]$ mit $x = [1, 2, 3, 4, 5]$ durch ihr jeweiliges PWM-Modulationssignal¹⁸ ersetzt, sodass schaltfrequente Anteile nicht auftreten. Entsprechend den Überlegungen aus 5.4 sind so weiterhin alle wesentlichen Dynamikanteile berücksichtigt und durch den Wegfall der überlagerten Schaltripple ist ein direkter Vergleich mit den zu validierenden Signalen möglich. Die Strecke des verwendeten Großsignalmodells ist in Anhang C zu finden.

¹⁸ Im Gegensatz zum generalisierten Mittelwertansatz erfolgt die Darstellung im Zeit- und nicht im Frequenzbereich.

5.6.1 Lastsprung auf der DC-Seite

Für einen beispielhaften Arbeitspunkt ist in Abbildung 79 das Verhalten beider Modelle auf einen Sprung des DC-Laststroms $i_{DC,L}$ in Höhe von -1 A dargestellt. Das zugrundeliegende Arbeitspunkttupel ist Tabelle 9 zu entnehmen.

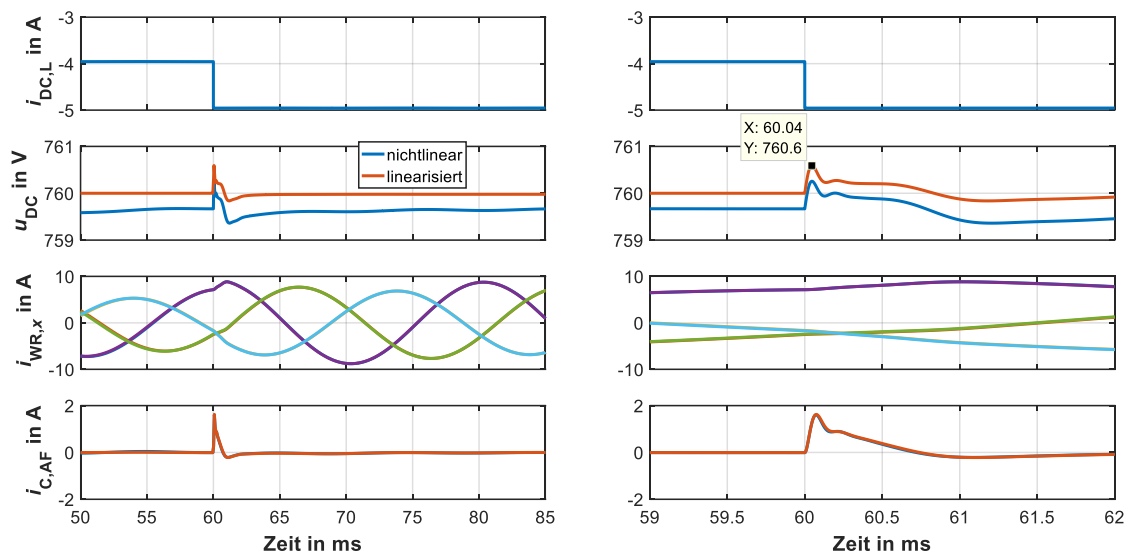


Abbildung 79: Vergleich zwischen Groß- und Kleinsignalmodell bei einem Lastsprung auf der DC-Seite (rechte Seite mit zeitlichem Zoom)

Tabelle 9: Verwendete Arbeitspunkte zum Vergleich zwischen Groß- und Kleinsignalmodell

Parameter	Wert
Netzspannung	Reines Mitsystem 230 V _{eff}
Mitsystem-Wirkleistung p^*	3 kW → Netzeinspeisung
Mitsystem-Blindleistung q^*	1 kvar
Gegensystem-Stromphasor	0
Nullsystem-Stromphasor	(1 – 0,5i) A

Nach Einleiten des Stromsprungs bei $t = 60$ ms kommt es innerhalb von etwa $40 \mu\text{s}$ zu einem Anstieg der Zwischenkreisspannung um 600 mV, wie die Zoomdarstellung in der rechten Bildhälfte zeigt. Anschließend wird die Spannung bis etwa $t = 62$ ms annähernd auf ihren Nominalwert zurückgeführt. Während dieser Zeitspanne ist der Kondensatorstrom des Aktivfilters $i_{C,AF}$ überwiegend positiv, d.h. er nimmt überschüssige Ladung bis zum Wiederherstellen des Zwischenkreis-Stromgleichgewichts durch den Wechselrichterzweig auf. Eine kurze Anregelzeit der $i_{C,AF}$ -Regelung (Abbildung 74, Kapitel 4.5.2) ist entscheidend für den niedrigen u_{DC} -Hub, welche sich mit $42 \mu\text{s}$ gut mit der obigen Beobachtung deckt.

Wegen der gestiegenen Einspeiseleistung sind die Amplituden der Wechselrichterströme $i_{WR,x}$ nach Abklingen aller transienten Vorgänge größer als vor dem Sprung und weiterhin unsymmetrisch. Diese Unsymmetrie enthält entsprechend der Arbeitspunktwahl jedoch kein Gegen-system und ist deshalb nicht im Aktivfilter sichtbar.

Die Vergleichbarkeit beider Modelle ist ausgesprochen gut. Für die Ströme $i_{C,AF}$ und $i_{WR,x}$ sind rein optisch kaum bzw. keine Abweichungen erkennbar (für $i_{WR,x}$ wurde daher auf einen separaten Legendeneintrag verzichtet). Im Falle der Zwischenkreisspannung u_{DC} fällt der durchgehende Offset im nichtlinearen Modell auf, während die dynamischen Verläufe insgesamt eine zufriedenstellende Übereinstimmung zeigen. Zur Begründung sei erwähnt, dass bei der Arbeitspunktberechnung des linearisierten Modells stets von stationärer Genauigkeit aller Regelstrecken ausgegangen wird. Dies ist aufgrund des reinen Proportionalverhaltens ($K_{P,DC}$ in Abbildung 75) und der auf einer Approximation basierten Störgrößenaufschaltung nach (5.7) real nicht gegeben.

5.6.2 Spannungseinbruch auf der AC-Seite

Abbildung 80 zeigt das Verhalten beider Modelle bei einem einphasigen Einbruch der Netzspannungsamplitude eines Außenleiters um -20 V bei $t = 60\text{ ms}$. Die Arbeitspunkte sind identisch zu 5.6.1.

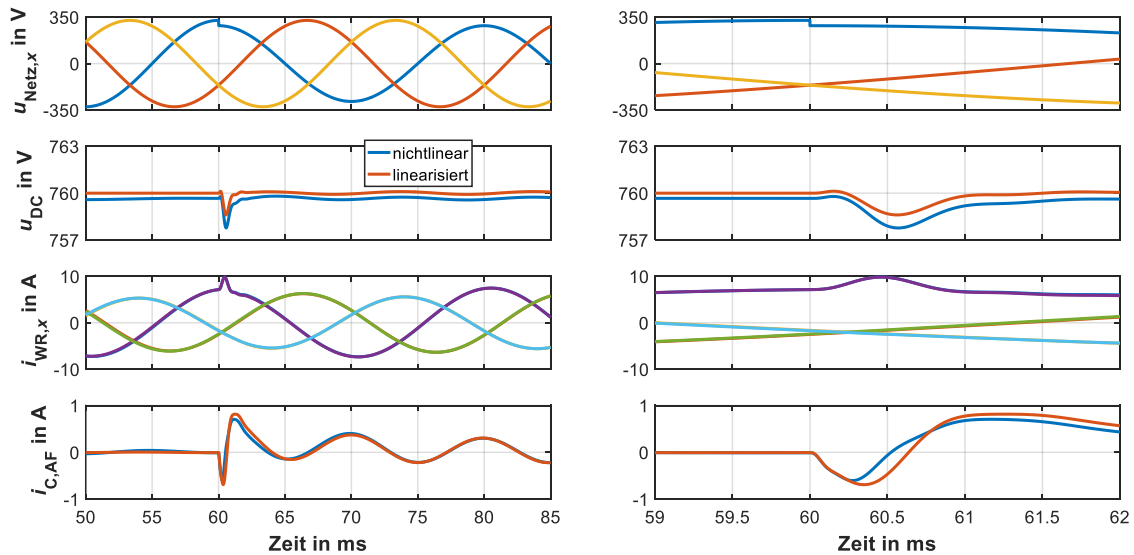


Abbildung 80: Vergleich zwischen Groß- und Kleinsignalmodell bei einem einphasigen Netzspannungseinbruch

In dem betroffenen Außenleiter steigt aufgrund der kurzzeitig größeren Spannungsdifferenz über dem LCL-Netzfilter der Strom auf einen Spitzenwert von ca. 10 A an, was als Folge die Zwischenkreisspannung u_{DC} einbrechen lässt. Demnach versucht der Wechselrichter mehr Leistung in das Wechselspannungsnetz einzuspeisen, als ihm gleichspannungsseitig zur Verfügung steht. Das Parallel-Aktivfilter begrenzt diesen Einbruch, in dem es durch einen negativen Strom $i_{C,AF}$ Energie ausspeichert und so den Zwischenkreis stützt.

Nach dem Netzspannungseinbruch interagiert die hinzugekommene Netz-Gegensystemspannung mit dem eingespeisten Mitsystemstrom und verursacht Pendelleistungsanteile, die durch das Aktivfilter kompensiert werden müssen. Als Konsequenz stellt sich nach Abklingen der transienten Vorgänge bei $i_{C,AF}$ erwartungsgemäß eine Schwingung mit 100 Hz Grundfrequenz ein.

Die Vergleichbarkeit beider Modelle ist besonders im makroskopischen Bereich (linke Spalte in Abbildung 80) als gut zu bezeichnen, wobei, wie bereits in 5.6.1, der Offset in u_{DC} auffällt. Gleichwohl sind im mikroskopischen Bereich deutlich ausgeprägte Abweichungen zwischen beiden Modellen erkennbar.

Dazu sollte stets bedacht werden, dass ein Kleinsignalmodell seinem Namen entsprechend grundsätzlich nur „kleine“ Änderungen um die jeweiligen Arbeitspunkte hinreichend genau beschreiben kann. Darüber hinaus wird nach Tabelle 8 nur ein begrenzter Frequenzbereich erfasst. Vor diesem Hintergrund werden die Ergebnisse aus 5.6.1 und 5.6.2 für eine Modellvalidierung als ausreichend belastbar angesehen.

5.7 Auslegung des Zwischenkreis-Spannungsreglers

Mit dem aufgestellten linearisierten Kleinsignalmodell ist es möglich, die maximal zulässige Verstärkung $K_{P,DC}$ zu bestimmen, für die die Regelstrecke gerade noch stabil ist. Dazu bietet sich die Darstellung der Wurzelortskurve (WOK) an, da mit ihr die Polstellenlage geschlossener Regelkreise in Abhängigkeit eines Parameters (hier $K_{P,DC}$) veranschaulicht werden kann [85]. Die größtmögliche Verstärkung für das zugrundeliegende MIMO-System ist die, bei der die Pole sämtlicher Einzelübertragungspfade noch in der linken s-Halbebene liegen. Auf Grundlage dieser Überlegungen folgt ein theoretischer Grenzwert $K_{P,DC,max} \cong -4 \text{ A/V}$.

Für die praktische Implementierung wird die Verstärkung mit $K_{P,DC} = -0,05 \text{ A/V}$ deutlich kleiner gewählt, da sich andernfalls der schaltfrequente u_{DC} -Ripple in unzulässiger Höhe in der Führungsgröße $i_{DC,AF}^*$ widerspiegelt. Ohnehin hat der absolute Wert des Verstärkungsfaktors keinen entscheidenden Einfluss auf das transiente Verhalten von u_{DC} . Vielmehr ist hier die in 5.1 beschriebene Aufschaltung des Stromdefizits ausschlaggebend.



6 Experimentelle Validierung und Untersuchungen

Zur experimentellen Validierung der bis hierhin beschriebenen Auslegungsschritte bzw. Regelungsstrategien wurde ein Versuchsstand entworfen und realisiert. In den folgenden Unterkapiteln werden auf Basis dieses Aufbaus im Labormaßstab sowohl stationäre als auch transiente Betriebszustände untersucht und mit theoretischen Überlegungen verglichen.

6.1 Aufbau des Versuchsstandes

Der physische Aufbau des Versuchsstandes ist in Abbildung 81 zu sehen. Darin sind die wesentlichen Komponenten mit den Ziffern „1“ bis „7“ durchnummeriert.



Abbildung 81: Versuchsstand in der Laborhalle des Instituts für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung (TU Darmstadt)

Bei „1“ handelt es sich um einen Dreiphasen-Dreischenkeltrafo, der durch seine spezielle Wicklungsaufteilung wahlweise die Schaltgruppe Yzn5 oder Dyn5 zulässt. In Anhang 0 sind die entsprechenden Anschlussschemata zu finden. Der Trafo stellt mit seiner Bemessungsscheinleistung von 13 kVA und einem u_k von 3 % einen Netzanschlusspunkt mit verhältnismäßig kleiner

Kurzschlussleistung bereit, sodass die Auswirkungen unsymmetrischer Belastungen stärker zum Vorschein kommen.

Vom Trafo gespeist wird der PCC („2“), an den hinter einer Trenn- und Messstelle der Wechselrichter sowie eine passive Dreiphasenlast angeschlossen sind. Die Messstelle bildet das Netzanalysegerät „Siemens SENTRON PAC4200“, das vielfältige Einblicke in Netzzustand und –qualität zulässt [86]. Mit einer Genauigkeitsklasse von beispielsweise 0,2 für Wirkleistung und $\cos \varphi$ stellt es für den vorliegenden Anwendungsfall eine einfache, aber dennoch hinreichend genaue Lösung dar.

Durch eine Binärkombinatorik lassen sich bei der eigens entwickelten, lüftergekühlten Dreiphasenlast („3“) für jede Phase individuell 15 diskrete Stufen resistive und sieben Stufen induktive Last anwählen. Die Stufenweite beträgt bei Bemessungsspannung konstant 250 W, bzw. 210 var.

In einem 19-Zoll Racksystem untergebracht sind alle Komponenten des Wechselrichters. In der obersten Ebene („4“) sind das LCL-Netzfilter (Kapitel 3.2.1), darunter („5“) die aktive Symmetrierung des geteilten Zwischenkreises (Kapitel 4.4) sowie das Parallel-Aktivfilter (Kapitel 4.5) auf einer gemeinsamen Platine verortet. Ebene 6 nimmt insgesamt fünf IGBT Halbbrücken samt Kühlkörper auf, von denen drei genutzt werden. Sämtliche Mess- und Ansteuersignale laufen im Systemträger auf Ebene 7 zusammen. Dieser beinhaltet verschiedene Einschubkarten, die über Strom- und Spannungs-Messwertaufnehmer verfügen und die Signale auf einen internen Standardpegel von $-10..10$ V konditionieren. Sowohl die Schaltsignale der Leistungshalbleiter, als auch die Takt- und Datensignale der abgesetzten $\Delta\Sigma$ -ADCs werden über Standard-RJ45-Patchkabel („Twisted-Pair“) mit LVDS Transceivern störfest zu den entsprechenden Zielstellen übertragen. In einer weiteren Einschubkarte finden der Microcontroller (DSC) mit Programmier- und Datenschnittstellen sowie einer Siebensegmentanzeige zur Ausgabe von Fehlercodes Platz. Der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte modulare Aufbau zeichnet sich durch einfache Wartbarkeit bzw. Fehlerdiagnose und die Möglichkeit einer individuellen, anwendungsspezifischen Anpassbarkeit aus.

Abbildung 82 gibt einen Überblick zu der auf dem Microcontroller implementierten Software-Grobstruktur mit der Zuordnung einzelner Mess- und Ansteuerkanäle zur Controller-Peripherie. Ferner geht hieraus die Funktionsaufteilung zwischen den beiden unabhängigen Prozessorkernen hervor, die es erlauben, zwei Interrupt Service Routinen parallel abzuarbeiten.

Hervorzuheben sind die gelben, sicherheitsgerichteten Blöcke, die u.a. auf Überstrom- und Überspannungsereignisse reagieren. Zur Überstromerkennung dienen Analogkomparatoren,

die direkt in den Sensoren (Fa. Sensitec, Typ CDS40xx) integriert sind und bei Überschreiten eines einstellbaren Schwellwertes spezielle (nicht eingezeichnete) Eingänge – sog. „Trip-Zones“ – am Microcontroller bedienen. Sie lösen ohne zusätzliche Softwareabfrage (die mit Latenzen einhergehen würde) hochpriorie Interrupts aus, die sämtliche PWM-Ausgänge deaktivieren und den Wechselrichter zuverlässig schützen können. Das gleiche Prinzip wird auf Fehlersignale angewandt, die von den Treibern der Leistungshalbleiter generiert werden. Zum Schutz des DC-Zwischenkreises gegen Überspannung ist direkt an den Ausgangsklemmen ein Thyristor-Kurzschließer (engl. „Crowbar“) angebracht, der sich autark aus der DC-Spannung versorgt und im Fehlerfall das AC-seitige Einspeiseschutz öffnen kann. Dessen Schaltplan ist in Anhang E zu finden.

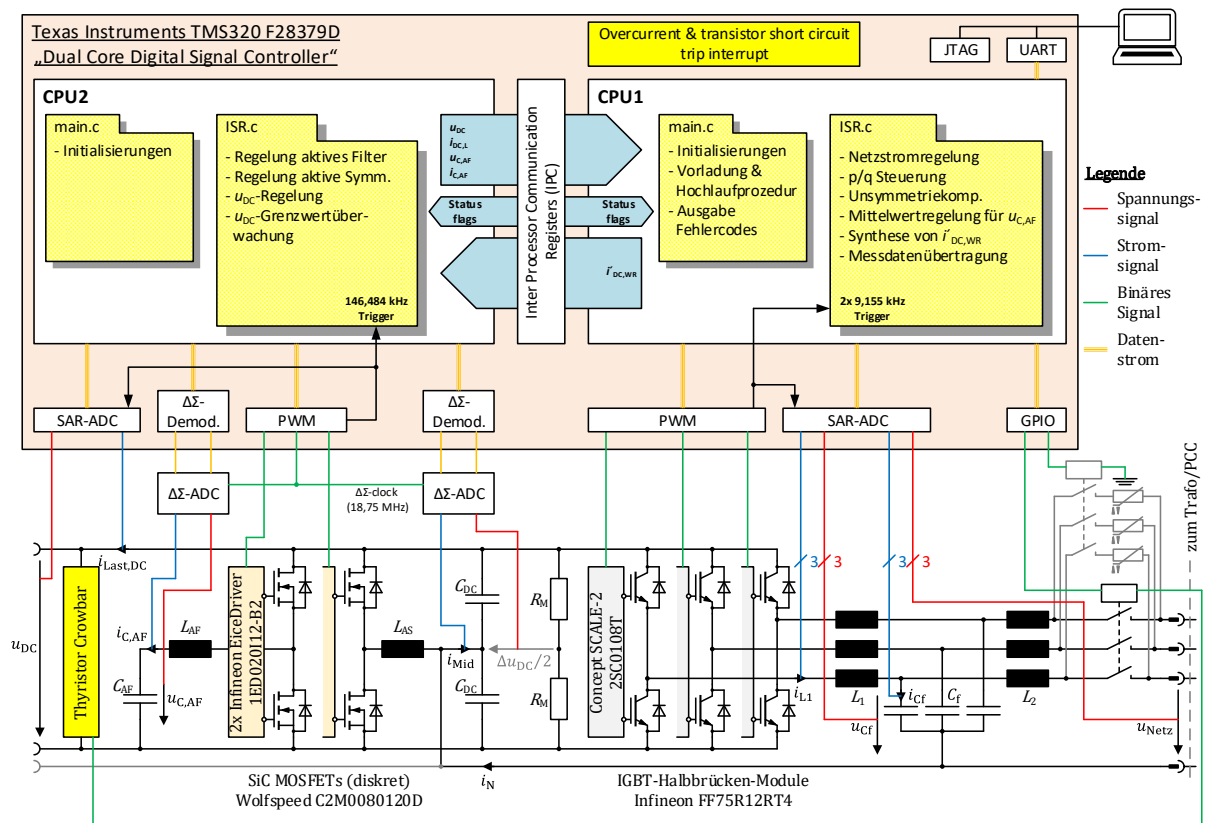


Abbildung 82: Implementierte Grobstruktur und Funktionsaufteilung der Wechselrichtersteuerung auf einem Dual Core Microcontroller

6.2 Stationäre Untersuchungen zur Unsymmetriekompensation

Bei den stationären Untersuchungen liegt der Fokus auf der Kompensation von Netzspannungsunsymmetrien, die durch den gezielten Anschluss von unsymmetrischen Lasten am PCC provoziert werden. Dabei wird jeweils vor und nach der Kompensation die Netzspannung hinsichtlich ihrer symmetrischen Komponenten ausgewertet, um den Grad der Unsymmetrie anschaulich bewerten zu können. Die DC-Seite des Wechselrichters bleibt bei diesen Untersuchungen unbelastet¹⁹.

6.2.1 Überprüfung der kritischen Messkette

Da die zu erwartenden Spannungen im Gegen- und Nullsystem klein sind ggü. der Mitsystemspannung, soll ein einleitender Test Aufschluss darüber geben, inwieweit diese Amplituden noch aufgelöst werden können. Dazu werden alle drei Außenleiter-Messkanäle gemeinsam an Phase L1 angeschlossen und die vom CCF abgespaltenen symmetrischen Komponenten (siehe Kapitel 3.3.1) betrachtet. Abbildung 83 zeigt die realen Messwerte, die vom DSC (auf dem der CCF läuft) an einen angeschlossenen Messrechner übermittelt werden. Wie bei allen nachfolgenden Messschritten ist das ungefilterte Rohsignal in orange dargestellt. Blau hinterlegt ist jeweils die dominante Frequenzkomponente, welche ein Postprocessing per DFT ermittelt.

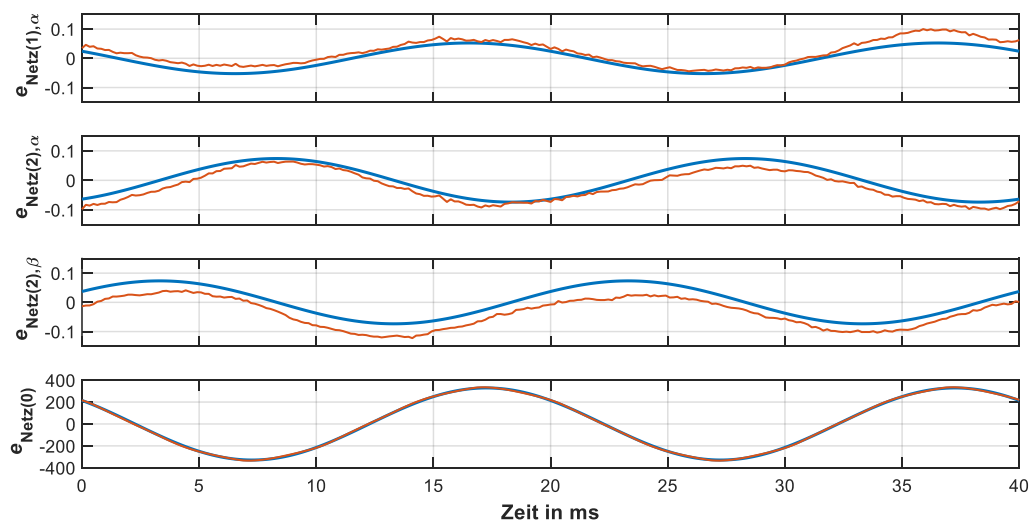


Abbildung 83: Vom DSC ermittelte symmetrische Netzspannungs-Komponenten beim gemeinsamen Anschluss der drei Außenleiter-Messkanäle an Phase L1 zur Überprüfung der Messkette (M20)

¹⁹ Grundsätzlich kann der Wechselrichter beiden Aufgaben zeitgleich nachkommen, sofern die entsprechenden Betriebsgrenzen (siehe dazu Kapitel 3.6) nicht überschritten werden.

Das Ergebnis weicht nur geringfügig von der Theorie ab, in der sich bei der beschriebenen Anschlussituation ein reines Nullsystem ergeben müsste. Für das Mit- und Gegensystem weist die Grundfrequenzkomponente eine Amplitude von kleiner 0,1 V auf, die als praktische Auflösungsgrenze angesehen werden kann. Sie wird wesentlich durch die Offset- und Verstärkungsdrift der Spannungs-Messwandler (Fa. LEM, Typ LV 25-p) und der ADCs bestimmt.

6.2.2 Anlagenkonfiguration

In Abbildung 84 ist in schematischer Form die Anlagenkonfiguration dargestellt, welche für die Versuche verwendet wird und den Schilderungen von Kapitel 6.1 entspricht. Am PCC werden an den Außenleiter L1 eine ohmsche und an Außenleiter L3 eine vornehmlich induktive Last angeschlossen. Die zugehörigen, nachgemessenen Leitwerte sind in der Abbildung vermerkt.

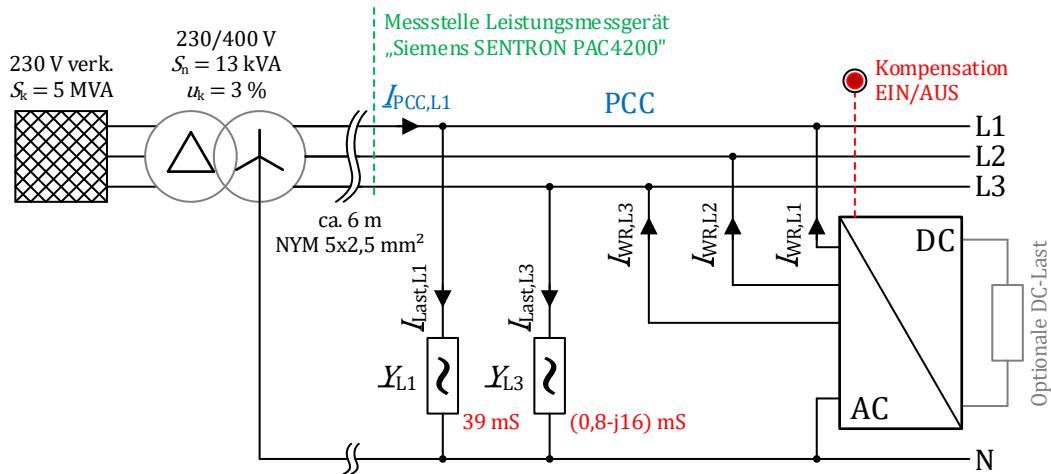


Abbildung 84: Anlagenkonfiguration für die Versuchsdurchführung

Nach einer Transformation in den Bildbereich der symmetrischen Komponenten lässt sich die Anlage für das Mit-, Gegen- und Nullsystem wie in Abbildung 85 gezeigt darstellen. Hierbei wird der Vierleiterwechselrichter aus Abbildung 84 als jeweils eine unabhängige Stromquelle pro Komponente repräsentiert. Aus Gründen der Übersichtlichkeit erfolgt die Verkopplung zwischen den Systemen über gesteuerte Stromquellen, wobei sich die Leitwerte mit Index I, II, III gemäß Formel (6.1) berechnen. Sie geht auf (2.12) zurück und \underline{Y}_{L2} ist hier entsprechend der vorliegenden Lastsituation zu null zu setzen.

$$\underline{Y}_I = \underline{Y}_{L1} + \underline{Y}_{L2} + \underline{Y}_{L3}$$

$$\underline{Y}_{II} = \underline{Y}_{L1} + \underline{a} \cdot \underline{Y}_{L2} + \underline{a}^2 \cdot \underline{Y}_{L3} \quad (6.1)$$

$$\underline{Y}_{III} = \underline{Y}_{L1} + \underline{a}^2 \cdot \underline{Y}_{L2} + \underline{a} \cdot \underline{Y}_{L3}$$

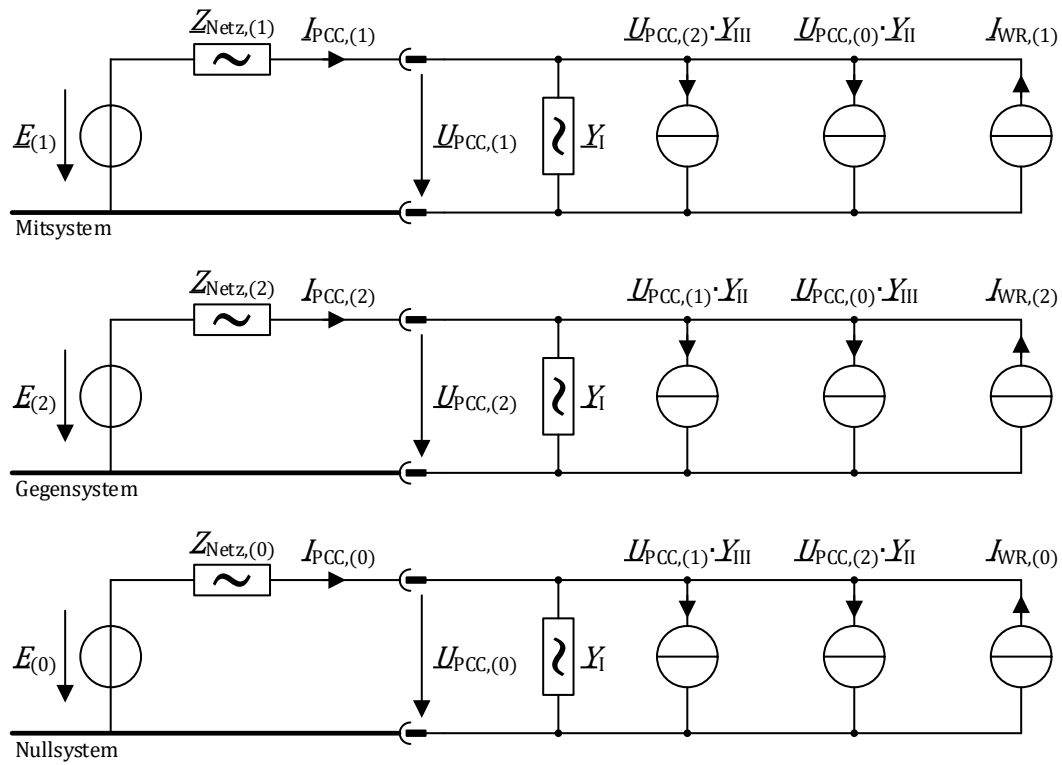


Abbildung 85: Untersuchte Anlagen-Versuchskonfiguration mit passiver Last und Vierleiterwechselrichter in symmetrischen Komponenten

6.2.3 Ergebnisse und Theorievergleich

Nachfolgend werden real ermittelte Ergebnisse vor und während der Kompensation mit denen verglichen, die sich aus theoretischen Überlegungen ergeben, welche auch die Grundlage für Abbildung 85 bildeten.

Mit den in (2.12) und (3.1) gezeigten Zusammenhängen folgt der Ausdruck in (6.2), der für eine bekannte Last- und Quellsituation die Spannung am Netzanschlusspunkt ohne aktive Kompensation liefert. Bezüglich der Quellen müssen die Leerlaufspannungen \underline{E}_x sowie die Impedanzen $\underline{Z}_{\text{Netz},(x)}$ mit $x = [1,2,0]$ übergeben werden.

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{\text{PCC},(1)} \\ \underline{U}_{\text{PCC},(2)} \\ \underline{U}_{\text{PCC},(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{\text{Netz},(1)} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_{\text{Netz},(2)} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_{\text{Netz},(0)} \end{bmatrix} \cdot \underline{T}_S^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{Y}_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Y}_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Y}_{L3} \end{bmatrix} \cdot \underline{T}_S + \underline{E} \Bigg]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{E}_{(1)} \\ \underline{E}_{(2)} \\ \underline{E}_{(0)} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Für eine gute Vergleichbarkeit mit den späteren realen Messergebnissen werden als gemeinsamer Datensatz die tatsächlichen Werte von \underline{E}_x und $\underline{Z}_{\text{Netz}(x)}$ herangezogen. Dabei dient wieder der CCF zur Aufspaltung in symmetrische Komponenten, die in diesem Fall am unbelasteten PCC ermittelt und in Abbildung 86 dargestellt sind.

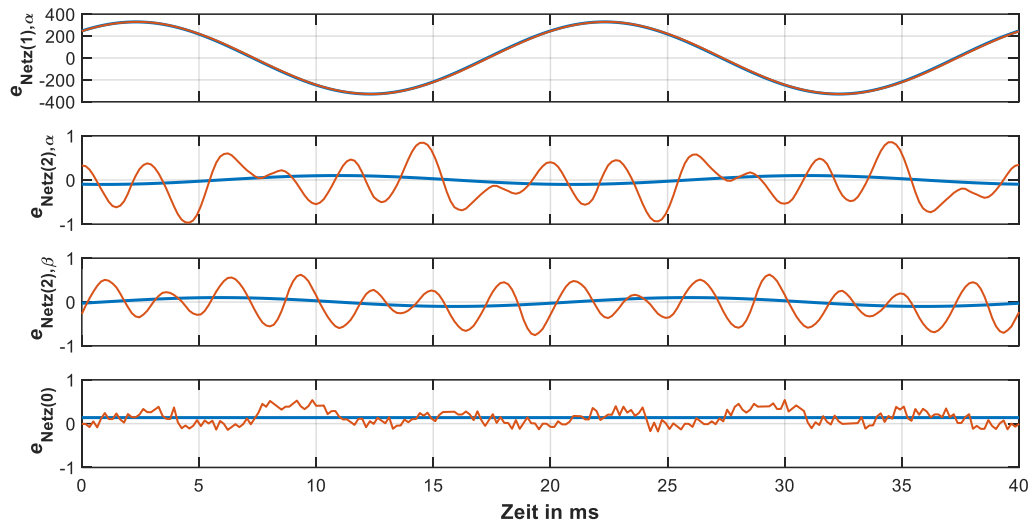


Abbildung 86: Vom DSC ermittelte symmetrische Netzspannungs-Komponenten im Leerlauf (M21)

Neben einer zumindest optisch unverzerrten Mitsystemkomponente fällt die stark verzerrte Gegensystemkomponente auf, die von einer fünften und siebten Oberschwingung dominiert wird. Nur mit Hilfe einer DFT ist die hier relevante Grundschwingungskomponente zu identifizieren, die mit einer Amplitude von 0,1 V in den Bereich der Mess-Auflösungsgrenze fällt. Demnach ist sie entweder real nicht vorhanden oder die Unsymmetrie entstammt dem vorgelagerten Netz – wird also durch den Transformator „durchgereicht“. In den folgenden Betrachtungen wird Letzteres angenommen. Da die Nullspannung keinen grundfrequenten Anteil enthält ist davon auszugehen, dass die Trafowicklungen sekundärseitig symmetrisch mit identischer Windungszahl ausgeführt sind und so ebenfalls kein Gegensystem ausbilden können.

Die Oberschwingungsamplituden lassen sich mit dem theoretischen Betragsgang des CCF exakt rekonstruieren (dazu ist in Abbildung 28 der dargestellte Frequenzbereich entsprechend aufzuweiten). So beträgt bei einem ermittelten THD von 1,6 % die Amplitude der siebten Netzspannungs-Oberschwingung 4,7 V, die rechnerisch um 21,3 dB gedämpft bzw. mit 0,4 V im Signal des Gegensystems sichtbar wird.

Bei der Bestimmung der Netzimpedanz wird auf das in 3.4.2 vorgestellte Verfahren zurückgegriffen. Die Ergebnisse sind – wie auch die der Leerlaufspannungen $\underline{E}_{(x)}$ – in Tabelle 10 unter „unbelastetes Netz“ zusammengetragen.

Tabelle 10: Berechnete Netzgrößen in symmetrischen Komponenten für das Versuchsnetz bei unsymmetrischer Last ohne bzw. mit Kompensation (**Bezugsgröße der Versoren in blau**)

Konfiguration	Signal	Mitsystem	Gegensystem	Nullsystem	Abb.
<u>unbelastetes Netz</u>	$\underline{E}_{\text{Netz}}$	329,3 V $\angle 0,0^\circ$	0,1 V $\angle -155,1^\circ$	0 V	86
	$\underline{Z}_{\text{Netz}}$	$(0,44 + j0,27)\Omega$	$(0,44 + j0,27)\Omega$	$(0,33 + j0,22)\Omega$	
<u>unsymm. Last</u>	$\underline{E}_{\text{Netz}}$	329,3 V $\angle 0,1^\circ$	0,1 V $\angle -155,0^\circ$	0 V	
	$\underline{U}_{\text{PCC}}$	326,9 V $\angle 0,0^\circ$	1,5 V $\angle -134,2^\circ$	2,3 V $\angle -136,2^\circ$	
	$\underline{I}_{\text{PCC}}$	4,7 A $\angle -22,4^\circ$	2,8 A $\angle 15,9^\circ$	5,8 A $\angle 9,2^\circ$	
<u>unsymm. Last & aktive Komp.</u>	$\underline{U}_{\text{PCC}}$	326,6 V $\angle 0,0^\circ$	0 V	0 V	
	$\underline{I}_{\text{PCC}}$	5,3 A $\angle -19,1^\circ$	0,2 A $\angle 173,6^\circ$	0 A	
	$\underline{I}_{\text{WR}}$	0,68 A $\angle 180,1^\circ$	3,0 A $\angle 15,0^\circ$	5,8 A $\angle 9,4^\circ$	

Mit den ermittelten Werten führt das Anwenden von (6.2) auf die Felder in Tabelle 10, die dem Bereich „unsymm. Last“ zugeordnet sind. Sämtliche hier dargestellten Grundfrequenz-Versoren beziehen sich auf die jeweilige Mitsystemkomponente von $\underline{U}_{\text{PCC}}$, die als Winkelreferenz dient.

Auf Basis von (6.2) lässt sich nach entsprechender Umstellung ebenfalls berechnen, welche Kompensationsströme $\underline{I}_{\text{WR}(2)}$ und $\underline{I}_{\text{WR}(0)}$ vom Wechselrichter einzuspeisen sind, um die Gegen- und Nullkomponente von $\underline{U}_{\text{PCC}}$ zu null zu bringen. Die Zusammenhänge zeigen (6.3) und (6.4).

$$\underline{I}_{\text{WR}(2)} = \frac{\underline{Z}_{\text{Netz}(2)} \cdot \underline{U}_{\text{PCC}(1)} \cdot \frac{\underline{Y}_{\text{L}1} + \underline{a} \cdot \underline{Y}_{\text{L}2} + \underline{a}^2 \cdot \underline{Y}_{\text{L}3}}{3} - \underline{E}_{(2)}}{\underline{Z}_{\text{Netz}(2)}} \quad (6.3)$$

$$\underline{I}_{\text{WR}(0)} = \frac{\underline{Z}_{\text{Netz}(0)} \cdot \underline{U}_{\text{PCC}(1)} \cdot \frac{\underline{Y}_{\text{L}1} + \underline{a}^2 \cdot \underline{Y}_{\text{L}2} + \underline{a} \cdot \underline{Y}_{\text{L}3}}{3} - \underline{E}_{(0)}}{\underline{Z}_{\text{Netz}(0)}} \quad (6.4)$$

Dabei ist die Spannung $\underline{U}_{\text{PCC}(1)}$ nach (6.5) abhängig von der Strombelastung im Mitsystem, die von der Verbraucherlast und dem Strom $\underline{I}_{\text{WR}(1)}$ abhängt. Dieser deckt eine etwaig angeschlossene DC-Last sowie die allfälligen Wechselrichterverluste und entstammt der realen Messung.

$$\underline{U}_{PCC(1)} = \frac{\underline{E}_{(1)} + \underline{Z}_{Netz(1)} \cdot \underline{I}_{WR(1)}}{1 + \underline{Z}_{Netz(1)} \cdot \frac{\underline{Y}_{L1} + \underline{Y}_{L2} + \underline{Y}_{L3}}{3}} \quad (6.5)$$

Die Felder „*unsymm. Last & aktive Komp.*“ zeigen die zugehörigen Ergebnisse. Hierbei fällt der Gegensystemstrom auf, der bei aktiver Kompensation zwar deutlich kleiner ist als bei inaktiver, aber nicht null. Er würde auch bei vollständig symmetrischer Last fließen und ist für die Kompensation der von null verschiedenen Quellspannung $\underline{E}_{(2)}$ notwendig.

Abbildung 87 veranschaulicht anhand eines maßstabgetreuen Zeigerdiagramms die Zusammenhänge der einzelnen Teilströme nach Rücktransformation in Leitergrößen. Durch Überlagerung der Last- mit den Wechselrichterströmen sind die PCC-Summenströme weitestgehend symmetrisch und eilen den Phasenspannungen um ca. 19° nach. Eine zusätzliche Blindstromkompensation im Mitsystem ist durch externe Vorgabe eines passenden Sollwertes q^* in Formel (3.10) einfach möglich.

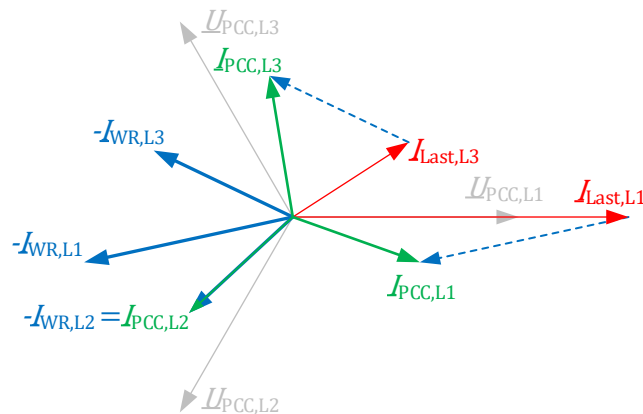


Abbildung 87: Maßstabgetreues Zeigerdiagramm der Leitergrößen während des Betriebs mit unsymmetrischer Last und aktivierter Kompensation

In Abbildung 88 und Abbildung 89 sind die Ergebnisse bzgl. PCC-Spannung für die real vermessenen Szenarien bei inaktiver bzw. aktiver Kompensation dargestellt. Dem Kompensationsregler gelingt eine stationär genaue Ausregelung der Gegen- und Nullspannung, die Oberschwingungen bleiben jedoch wie erwartet bestehen. Prinzipiell ist die implementierte Regelungsstrategie auf Oberschwingungen erweiterbar, sodass sich die Kompensation nicht mehr nur auf die Grundfrequenz beschränkt.

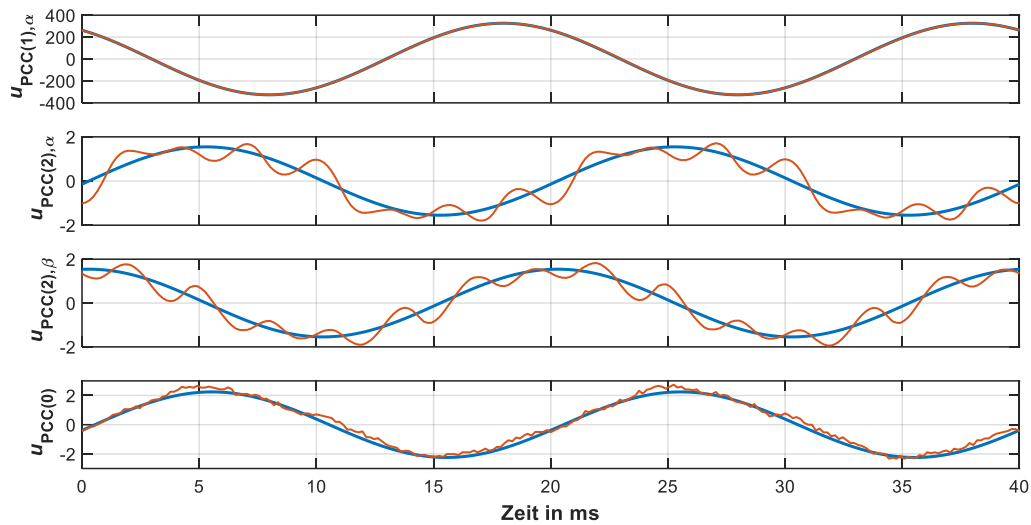


Abbildung 88: Vom DSC ermittelte Spannungen am PCC in symmetrischen Komponenten während eine unsymmetrische Last ohne Kompensation betrieben wird (M23)

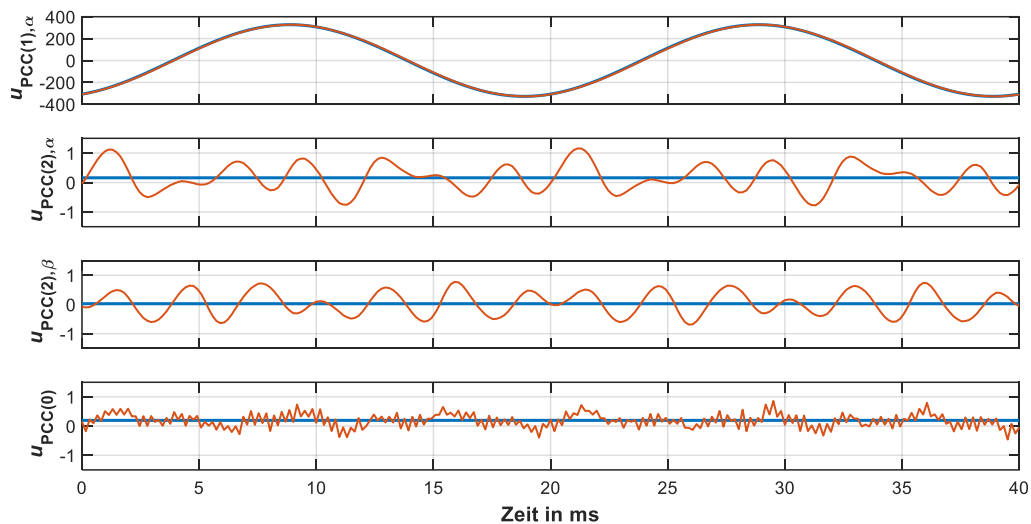


Abbildung 89: Vom DSC ermittelte Spannungen am PCC in symmetrischen Komponenten während eine unsymmetrische Last mit aktivierter Kompensation betrieben wird (M29)

In Tabelle 11 sind sämtliche aus den Messungen ermittelte Netzgrößen zusammengetragen. Die Übereinstimmung mit den theoretischen Werten aus Tabelle 10 ist als gut zu bezeichnen, womit das in Abbildung 85 aufgestellte Systemmodell in symmetrischen Komponenten bestätigt werden kann. Die einzige nennenswerte Abweichung ist der Umstand, dass die Mitsystem-Komponente von \underline{U}_{PCC} nach Aktivierung der Kompensation geringfügig ansteigt (+0,4 V), wohingegen sie laut Theorie einbrechen müsste (−0,3 V). Hierzu sei angemerkt, dass die Messungen zwangsläufig mit einem gewissen zeitlichen Versatz aufgenommen werden, in dem sich der

Netzgrundzustand (z.B. in Form der Leerlaufspannung $\underline{E}_{(x)}$) ändern kann. Relativ gesehen liegt der Fehler bezogen auf den Spannungsmessbereich jedoch im Promillebereich.

Tabelle 11: Gemessene Netzgrößen in symmetrischen Komponenten für das Versuchsnetz bei unsymmetrischer Last ohne bzw. mit Kompensation

Konfiguration	Signal	Mitsystem	Gegensystem	Nullsystem	Abb.
<u>unbelastetes Netz</u>	$\underline{E}_{\text{Netz}}$	329,3 V $\angle 0,0^\circ$	0,1 V $\angle -155,1^\circ$	0 V	86
	$\underline{Z}_{\text{Netz}}$	$(0,44 + j0,27)\Omega$	$(0,44 + j0,27)\Omega$	$(0,33 + j0,22)\Omega$	
<u>unsymm. Last</u>	$\underline{E}_{\text{Netz}}$	----- nicht messbar -----			88
	$\underline{U}_{\text{PCC}}$	326,7 V $\angle 0,0^\circ$	1,5 V $\angle -131,7^\circ$	2,2 V $\angle -136,3^\circ$	
	$\underline{I}_{\text{PCC}}$	4,5 A $\angle -23,3^\circ$	2,9 A $\angle 18,3^\circ$	5,8 A $\angle 7,6^\circ$	
<u>unsymm. Last & aktive Komp.</u>	$\underline{U}_{\text{PCC}}$	327,1 V $\angle 0,0^\circ$	0 V	0 V	89
	$\underline{I}_{\text{PCC}}$	5,3 A $\angle -19,4^\circ$	0,1 A $\angle 204,6^\circ$	0 A	
	$\underline{I}_{\text{WR}}$	0,68 A $\angle 180,1^\circ$	3,0 A $\angle 17,4^\circ$	5,6 A $\angle 10,3^\circ$	

Die während der Kompensation auftretenden Sollstromwerte in Clarke-Koordinaten sind – wie-der mit der Mitsystemkomponente von $\underline{U}_{\text{PCC}}$ als Referenz – in Abbildung 90 zu sehen.

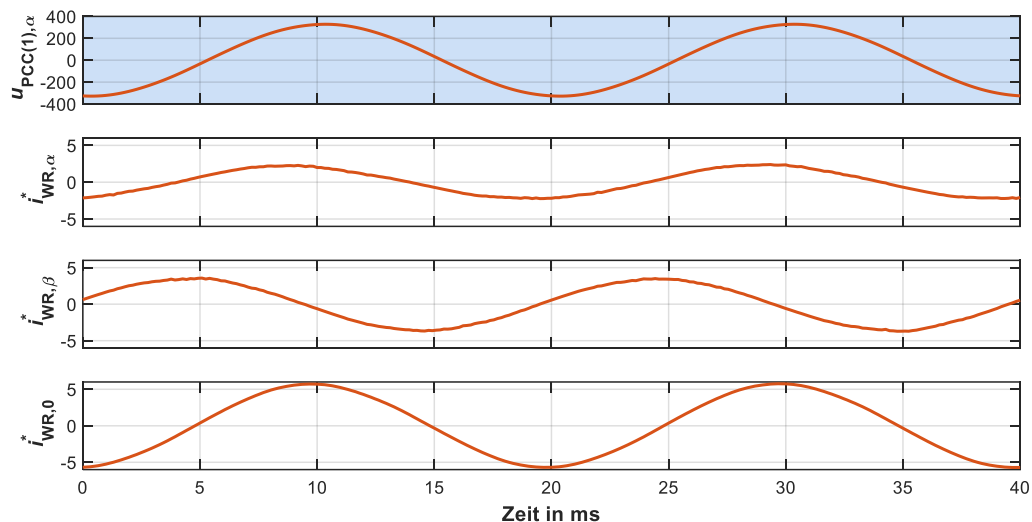


Abbildung 90: Vom DSC übertragene Sollwerte des Wechselrichter-Netzstromreglers in Clarke-Komponenten während eine unsymmetrische Last mit aktivierter Kompensation betrieben wird
(M35)

Anschaulicher werden diese Sollwerte, wenn sie, wie in Abbildung 91 gezeigt, im dreidimensionalen Raum abgebildet werden. Zur Verdeutlichung der Ellipsen-Orientierung sind zusätzlich die Projektionen auf die von den Koordinatenachsen aufgespannten Flächen punktiert eingezeichnet.

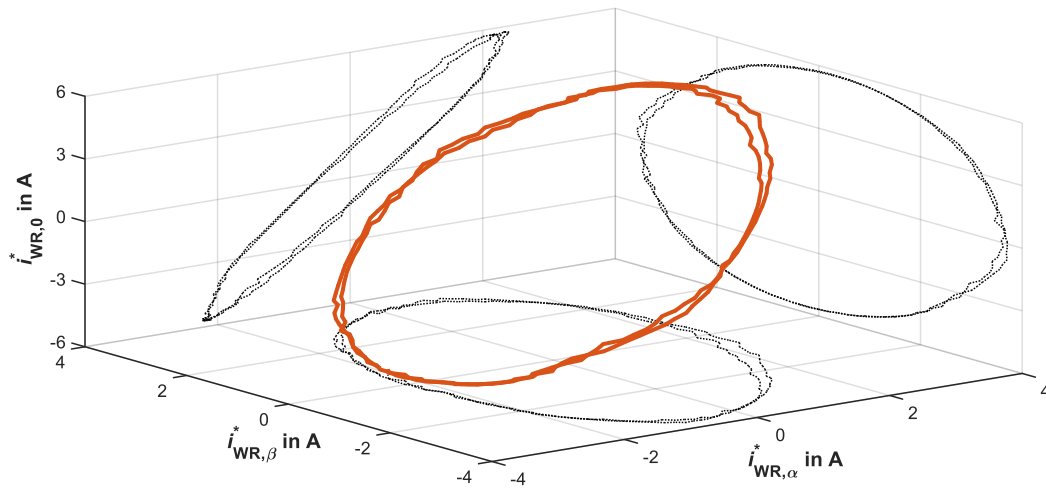


Abbildung 91: Solltrajektorie des Wechselrichter-Netzstromreglers in 3D Clarke-Darstellung. Die eingezeichneten punktierten Kurven zeigen Projektionen auf die von den Koordinatenachsen aufgespannten Flächen.

Im Gegensatz zu Abbildung 90 wird ein „Sollwertzittern“ erkennbar und die Trajektorien zweier aufeinanderfolgender Netzperioden verlaufen nicht exakt deckungsgleich. Durch Übereinanderlegen von 10 Netzperioden ist ein Band mit einer Breite von ca. 0,2 A identifizierbar, welches bei einem Messbereich von rund 30 A dem Messrauschen zuzuordnen ist.

Die gemessenen Wechselrichter-Leiterströme weisen bei der verhältnismäßig kleinen Aussteuerung einen THD von max. 9,2 bzw. einen (hier aussagekräftigeren) TDD von 2,4 % auf. Damit sind die Werte größer als die auf Seite 127 genannten 1,6 % für die Netzspannung, was sich anhand des Wechselrichter-Klemmenverhaltens (siehe Abbildung 26 auf Seite 38) quantitativ nachvollziehen lässt.

Abschließend sind in Abbildung 92 einige elektrische Größen des Parallel-Aktivfilters im Kompensationsfall dargestellt. Sowohl der Kondensatorstrom $i_{C,AF}$ als auch die dazugehörige Spannung $u_{C,AF}$ weisen erwartungsgemäß ausgeprägte 100 Hz-Komponenten auf. Letztere pendelt dabei um die Kondensator-Ruhe-spannung $u_{C,AF,0}$, die mit 542,4 V geringfügig oberhalb des Zielwertes $760 \text{ V}/\sqrt{2} = 537,4 \text{ V}$ liegt.

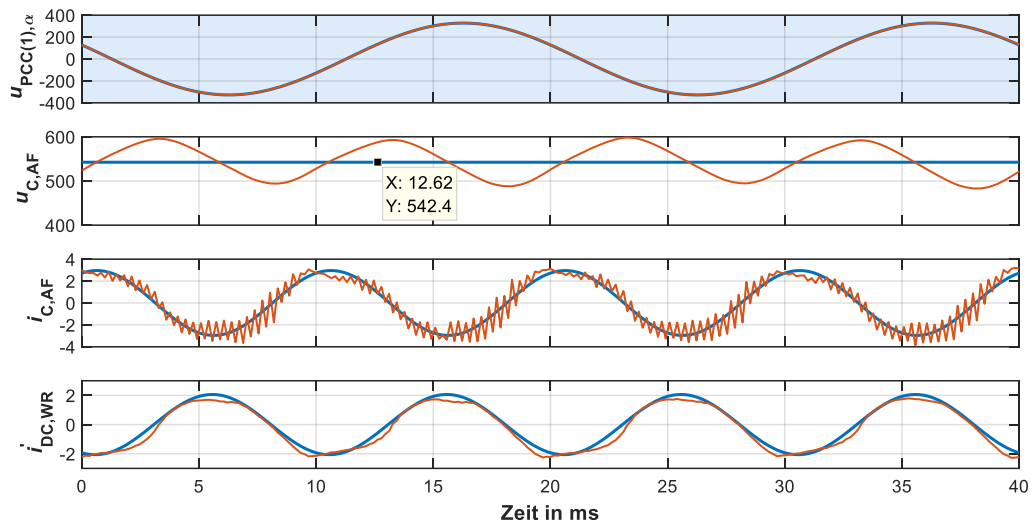


Abbildung 92: Vom DSC übertragene Messgrößen des aktiven Filters während der Netzspannungs-Unsymmetrie-Kompensation bei unsymmetrischer Last ^(M41)

Interessant ist auch das niederfrequente Spektrum (Abbildung 93) von $i_{C,AF}$ und des von den drei Wechselrichter-Halbbrücken auf den Zwischenkreis wirkenden Stroms $i'_{DC,WR}$, welcher mit Formel (5.7) auf dem DSC synthetisiert wurde. Hier zeigen sich die Mischprodukte aller Frequenzkomponenten von Strom und Spannung, die wechselrichterseitig am LCL-Filter angreifen und – mit Ausnahme der DC-Komponente – durch die Wirkung von $i_{C,AF}$ kompensiert werden.

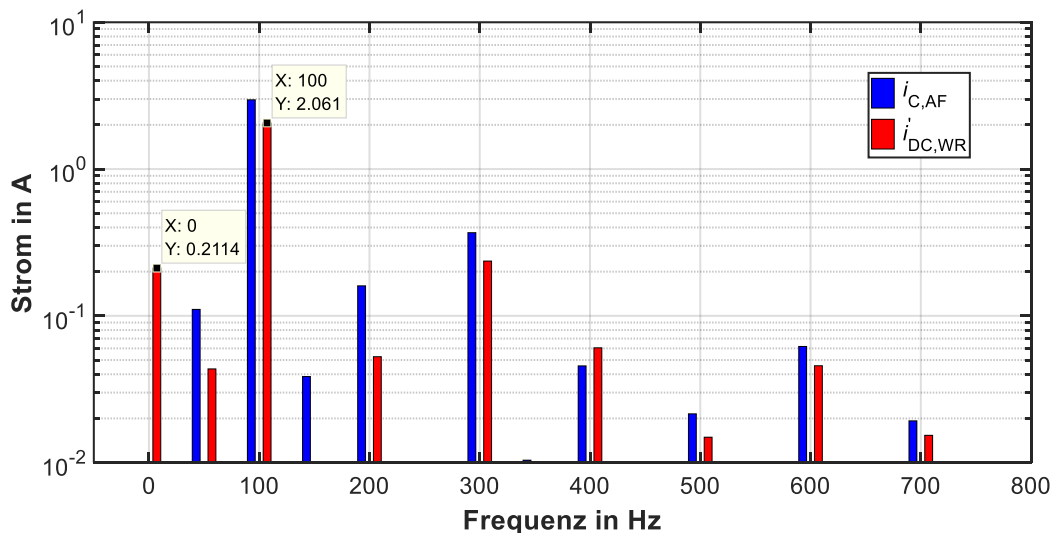


Abbildung 93: Frequenzspektrum des Stroms im aktiven Filter sowie des auf den Zwischenkreis wirkenden Stroms der drei Wechselrichter-Halbbrücken während der Kompensation

6.3 Transientes Verhalten

Bei der Untersuchung des transienten Verhaltens geht es vornehmlich darum, den Wechselrichter und dessen Betriebsgrößen beim abrupten Aufschalten und Abwerfen einer DC-Last zu beobachten. Ein Einbruch oder kurzzeitiger Anstieg der Netz-Wechselspannung stellt ebenso ein transientes Ereignis dar, auf das adäquat, d.h. mit geringer Beeinflussung der DC-Spannung, reagiert werden muss. Voruntersuchungen auf Basis von Simulationen haben jedoch gezeigt, dass die Beherrschung der DC-Lastsprünge eine größere Herausforderung dargestellt, da sie unmittelbar auf die klein dimensionierte Zwischenkreiskapazität C_{DC} wirken.

6.3.1 Hochlaufprozedur des Wechselrichters

Vor der eigentlichen Lastsprung-Untersuchung wird nachfolgend kurz auf die Hochlaufprozedur des Wechselrichters eingegangen, wenn er ohne bestehendes DC-Netz startet. Zur Beschreibung der einzelnen Abschnitte dient Abbildung 94, in der markante Zeitpunkte mit t_1 bis t_4 benannt sind. Es handelt sich um eine Messwertaufzeichnung des realen Versuchsaufbaus.

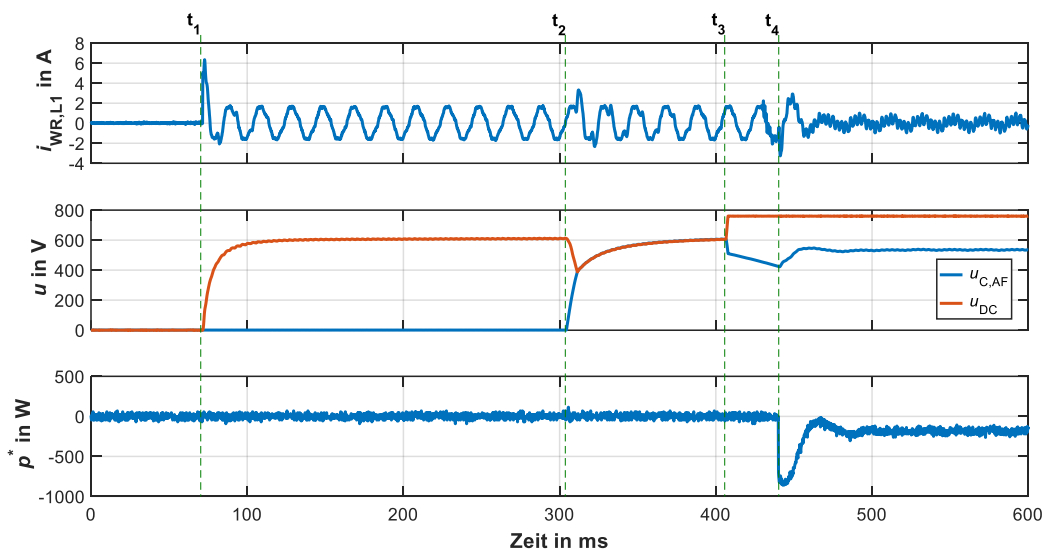


Abbildung 94: Hochlauf des Wechselrichters nach Anlegen der Netzspannung

- **t_1 :** Schließen des AC-seitigen Vorladekreises (in Abbildung 82 unten rechts zu sehen), in dem NTC-Widerstände den Einschaltstrom auf ca. 6 A begrenzen. Im weiteren Verlauf lädt sich die Zwischenkreiskapazität C_{DC} auf ca. 620 V auf und es fließt ein kapazitiver Blindstrom in das LCL-Netzfilter.
- **t_2 :** Aktivieren des Parallel-Aktivfilters, das zunächst mit geregelter Konstantstrom die Kapazität C_{AF} lädt. Dabei wird C_{DC} Energie entnommen, bis sich beide Spannungen angleichen und gemeinsam gegen den ursprünglichen Stationärwert (vor t_2) streben.

- **t₃**: Einschalten des Zwischenkreis-Spannungsreglers, der u_{DC} an den Sollwert heranführt, wofür C_{AF} Energie entnommen wird. Die bis t_4 weiter absinkende Spannung $u_{C,AF}$ zeigt, dass das Aktivfilter auch alle bis hierhin anfallenden Verluste deckt (Schaltverluste, Entladewiderstände).
- **t₄**: Schließen des Hauptschützes und Zuschalten der Netzstromregelung sowie der Mittelwertregelung für $u_{C,AF,0}$. Ein kurzzeitiger negativer Wirkleistungssollwert p^* entnimmt dem AC-Netz Energie zum Nachladen von C_{AF} . Fortan werden die spannungsabhängigen Leerlaufverluste (ca. 180 W) vom AC-Netz übernommen und der Wechselrichter steht für Kompensationsaufgaben bzw. zur Versorgung einer DC-Last zur Verfügung.

6.3.2 Verhalten bei einem DC-Lastsprung

Abbildung 95 zeigt das Aufschalten (bei t_1) und den Abwurf (bei t_2) einer ohmschen Verbraucherlast an den DC-Anschlüssen des Wechselrichters, während dieser sonst unbelastet ist und keine Unsymmetriekompensation durchführt. Die Größe des Lastwiderstandes beträgt $270\ \Omega$, was einen Lastsprung von rund $2,8\text{ A}$ hervorruft. Für eine kompaktere zeitliche Darstellung wurden uninteressante, stationäre Bereiche zwischen t_1 und t_2 nachträglich entfernt.

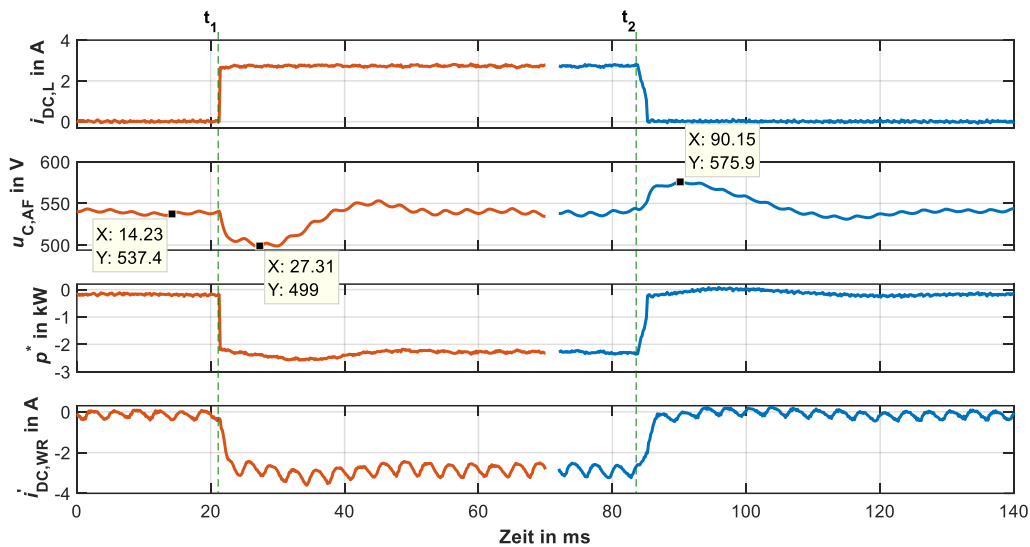


Abbildung 95: Gemessenes transientes Verhalten des Aktivfilters bei der Aufschaltung und dem Abwurf einer am DC-Zwischenkreis angeschlossenen ohmschen Last

Als Folge des positiven Lastsprungs sinkt die Spannung $u_{C,AF}$ vom Ruhewert $u_{C,AF,0} = 537,4\text{ V}$ auf 499 V – das Aktivfilter speichert also Energie aus und stützt so die Zwischenkreisspannung. Zeitgleich mit dem Lastsprung fällt der Wirkleistungssollwert p^* auf rund -2100 W . Er wird gemäß Abbildung 75 direkt aus dem gemessenem Laststrom $i_{DC,L}$ abgeleitet, seine Wirkung auf

den Zwischenkreis tritt aber – wie an $i'_{DC,WR}$ erkennbar – erst verzögert ein. Ein gezieltes „Unterschwingen“ von p^* führt $u_{C,AF}$ innerhalb von ca. 30 ms auf den Ursprungswert zurück.

Prinzipiell verlaufen die Vorgänge beim Lastabwurf, d.h. dem negativen Lastsprung, analog – das Einpeichern von Energie bewirkt einen Anstieg von $u_{C,AF}$. Diese Energie wird über einen längeren Zeitraum verteilt mit kleiner Leistung an das AC-Netz zurückgegeben.

Zwischen den DC-Klemmen und der Last sitzt ein manueller Lasttrennschalter, der einen wirklichen Stromabriss erst unterhalb von etwa 1,5 A vollzieht. Während sich ab t_2 die Kontaktstücke voneinander entfernen, sorgt ein brennender Schaltlichtbogen für das teilweise aufrechterhalten des Laststroms, der sich mit einer fallenden Rampe der Abrissgrenze nähert. Mit der gegebenen Anordnung sind demnach keine gänzlich abrupten Lastabwürfe nachstellbar.

6.3.3 Einschränkungen wegen Überstromabschaltung

Die Bemessungsscheinleistung des Wechselrichters ist mit 11 kVA projektiert. Daher sollte es möglich sein, eine DC-Last mit $i_{DC,L} \approx 14,5$ A zu versorgen und die in 6.3.2 durchgeführte Lastsprunganalyse für eben diesen Extremfall zu wiederholen.

Allerdings traten bis zum Abschluss der Messreihen immer wieder Überstromabschaltungen bei Lastsprüngen auf, deren Amplitude die gezeigten 2,8 A übersteigen²⁰. Dank der Diagnosemöglichkeiten des Wechselrichters konnte das Parallel-Aktivfilter mit seinem Strom $i_{C,AF}$ als Fehlerort lokalisiert werden. Das Auftreten schien zu diesem Zeitpunkt jedoch unplausibel und statt bestehende Grenzwerte „auf Verdacht“ anzuheben, wurde ersatzweise auf Simulationsergebnisse zurückgegriffen.

6.3.4 Bereichserweiterung durch Simulation

Durch Verwendung eines Simulationsmodells können Aussagen bei größeren Lastsprung-Amplituden getroffen und die in 6.3.2 begonnene Analyse fortgesetzt werden. Im Vergleich zu dem Modellierungsansatz in Kapitel 5 handelt es sich hier um ein geschaltetes Modell, das jeden einzelnen Schaltzeitpunkt ohne Mittelwertbildungen erfasst. Damit kann das reale Wechselrichtersystem mit hoher Genauigkeit bis in den Großsignalbereich abgebildet werden. Die Modellierungstiefe reicht soweit, dass beispielsweise die Wandlungszeiten und -sequenzen der

²⁰ Ab ca. 5,6 A tritt der Fehler zuverlässig auf. Da nur eine kleine Auswahl an passenden Lastwiderständen zur Verfügung stand, musste für die Lastsprunganalyse der angegebene, deutlich kleinere Wert genutzt werden.

SAR-ADCs erfasst und die Aufteilung des Ansteuer-Programmcodes auf zwei separate ISRs berücksichtigt werden. Praktisch umgesetzt ist das Modell in Matlab-Simulink unter Verwendung der PLECS-Blockset Toolbox für die elektrische Netzwerk- und Halbleitermodellierung. Dieses Modell kam bereits bei der Beurteilung des Systemverhaltens der aktiven Zwischenkreis-Symmetrierung (Kapitel 4.4 und Abbildung 64) zum Einsatz.

Simulationsergebnisse vom Aufschalten und Abwerfen der DC-Bemessungslast sind in Abbildung 96 zu sehen. Die dargestellten Größen und deren qualitativer Verlauf entsprechen weitestgehend denen aus Abbildung 95. Netzspannungs-Oberschwingungen werden nicht modelliert, daher fehlen, verglichen mit den realen Messergebnissen, die darin vertretenen Mischprodukte mit einer dominanten 300 Hz-Komponente. Ein weiterer Unterschied liegt in der Modellierung der Trennstelle zur DC-Last begründet, die als idealer Schalter den Last-Gleichstrom bei t_2 abrupt abschaltet.

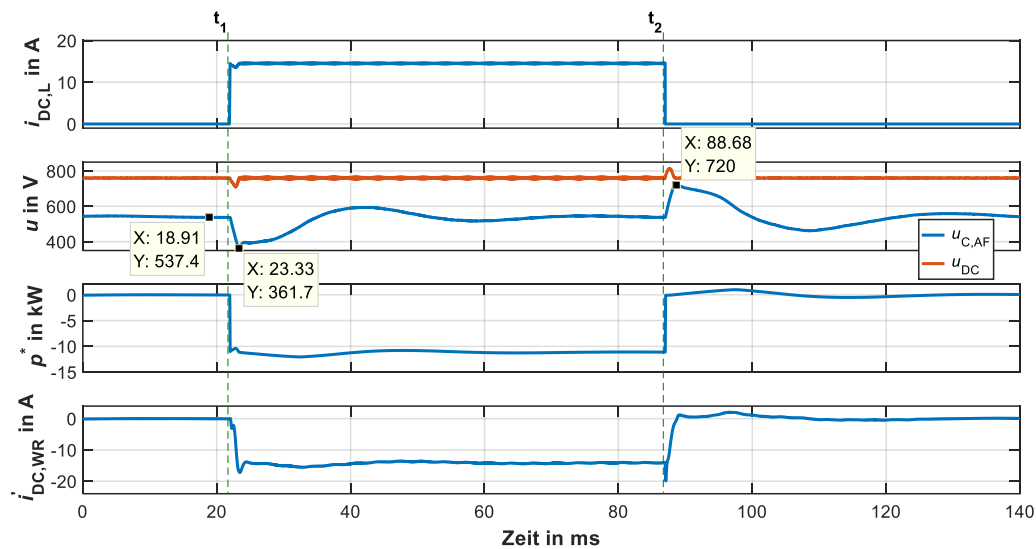


Abbildung 96: Simuliertes transientes Verhalten des Aktivfilters bei der Aufschaltung und dem Abwurf der Gleichstrom-Bemessungslast

Erwartungsgemäß sind die Hübe von $u_{C,AF}$ betragsmäßig größer als in Abbildung 95, wo eine wesentlich kleinere Last geschaltet wird und die notwendigen Stützenergien entsprechen niedriger ausfallen. Die maximalen Ausschläge von $u_{C,AF}$ sind gesondert hervorgehoben. In Abbildung 97 ist dieser Aspekt auf Basis einer durchgeführten Simulationsreihe für verschiedene Lastsprung-Amplituden ausgewertet und grafisch dargestellt. Über den gesamten Bereich steht stets genügend Stützenergie zur Verfügung, da $u_{C,AF}$ weder null noch die Zwischenkreisspannung $U_{DC,0} = 760 \text{ V}$ erreicht, was als Bestätigung der in 4.5.1 präsentierten Auslegungsstrategie angesehen werden kann.

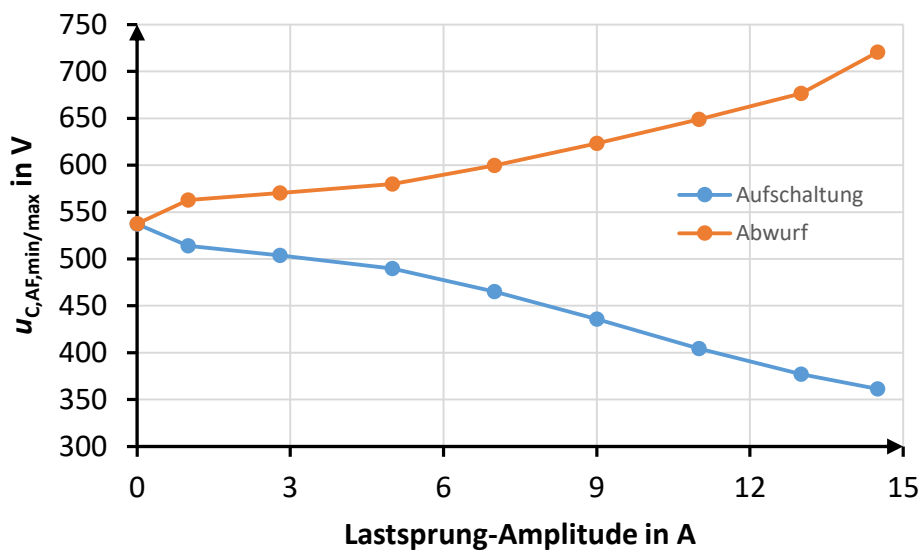


Abbildung 97: Maximale Spannungshübe am Aktivfilter in Abhängigkeit der Amplitude eines am DC-Zwischenkreis angreifenden Lastsprungs.

Der Simulationsreihe entstammen auch die beiden nachfolgenden Darstellungen, wobei in Abbildung 98 der Betrag der maximalen Änderung von u_{DC} in Relation zum Nominalwert gezeigt ist. Dabei entsprechen die etwa 6 bis 6,5 % absolut ca. 45 bis 50 V, die ebenfalls im zeitlichen Verlauf in Abbildung 96 erkennbar sind. Bei einer Lastsprung-Amplitude von 2,8 A bewegt sich die relative Änderung im einstelligen Promillebereich, weshalb in Abbildung 95 der u_{DC} Messkanal nicht aufgenommen wurde – die Ausschläge gehen im Ripple bzw. Messrauschen unter.

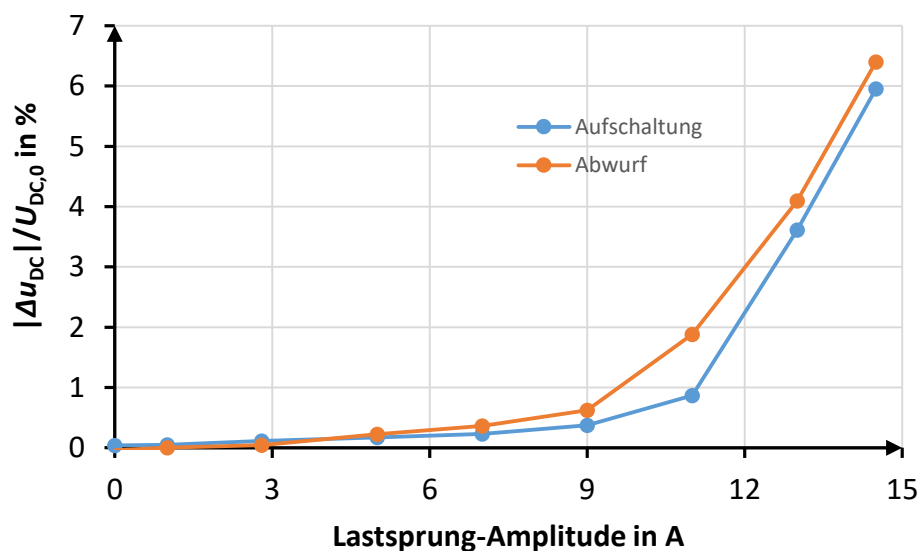


Abbildung 98: Betrag der relativen Änderung der Zwischenkreisspannung als Funktion der Lastsprung-Amplitude (überlagerter Ripple nicht inbegriffen)

Neben der dynamischen Spannungsänderung ist stets ein stationärer, schaltfrequenter Spannungsripple vorhanden, der u_{DC} überlagert und lastabhängig ist. Dessen relative Spitze-Spitze Amplitude steigt im Wesentlichen linear von einem geringen Startwert bei Leerlauf (ca. 0,16 %) auf einen Wert von rund 1,6 % bei Bemessungslast an.

Abbildung 99 zeigt – wieder in Abhängigkeit diskreter Lastsprung-Amplituden – den Betrag des maximalen, kurzzeitigen Stroms $i_{C,AF}$ im Parallel-Aktivfilter (die Strombeträge sind für Aufschaltung und Abwurf nahezu identisch, es wird aber der größere von beiden aufgenommen).

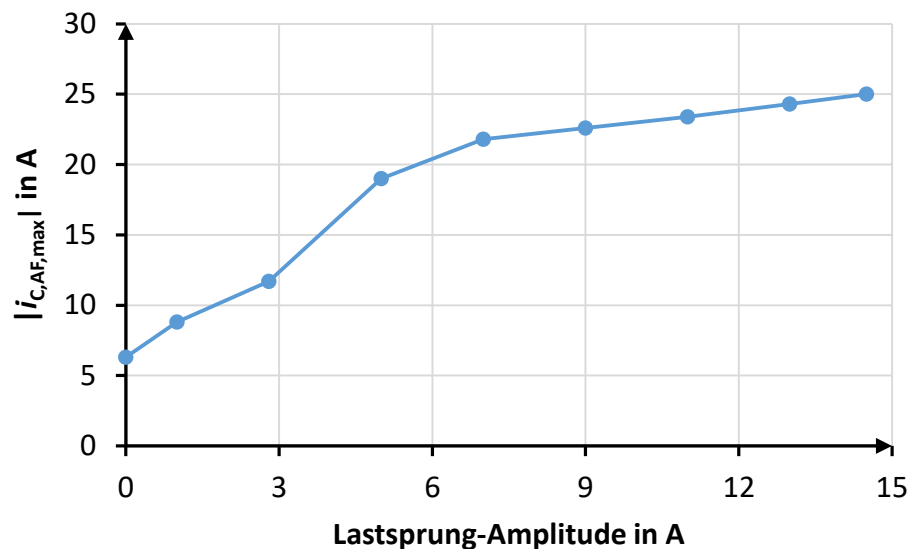


Abbildung 99: Betrag des maximalen Kondensatorstroms im Parallel-Aktivfilter für verschiedene Lastsprung-Amplituden

Der erste Messpunkt (bei 0 A) entspricht mit einem Betrag von 6,3 A dem stationären (halben) Ripple. Ab dem fünften Messpunkt ist ein deutliches Abflachen des Stromanstiegs erkennbar, da zunehmend eine implementierte Sollwert-Strombegrenzung Wirkung zeigt. Diese ist auf einen Mittelwert²¹ von 12 A eingestellt und greift, den Ripple entsprechend hinzuaddiert, ab etwa 18 A. Überraschend ist zunächst, dass der Strom trotz einsetzender Begrenzung in den folgenden Messpunkten überhaupt weiter ansteigt. Dieses Verhalten kann mit den Eigenschaften des für $i_{C,AF}$ verantwortlichen Stromreglers erklärt werden (siehe Kapitel 4.5.2), welcher ein Überschwingen von bis zu 43 % aufweist.

²¹ Wegen des Maskierungseffektes der AD-Wandlung sind, eine korrekte Wahl der Abtastzeitpunkte vorausgesetzt, die inneren Messgrößen vom Ripple befreit und repräsentieren den Mittelwert über eine Schaltperiode.

Dieser Umstand wurde bei der Wahl der Überstromgrenzwerte bzw. -abschaltwerte versehentlich nicht bedacht und ein zu niedriger Wert von ca. 19 A angesetzt. Die Vorgabe eines größeren Wertes ist mit der momentanen Hardwarekonstellation allerdings erst nach Anpassung des Messbereichs sinnvoll möglich, wonach die in 6.3.3 beschriebene Einschränkung aufgehoben sein sollte.

6.3.5 Abgeleitete Kenngrößen

Aus der Änderung der Energiezustände in C_{AF} und C_{DC} lassen sich Kenngrößen und Schlussfolgerungen ableiten, die nachfolgend beschrieben werden. Der Betrag der Zustandsänderung $|\Delta W|$ um einen Lastsprung wird dabei mit Hilfe von Formel (6.6) ausgedrückt, in der bereits die jeweiligen Kapazitätswerte eingesetzt sind.

$$|\Delta W| = \frac{1}{2} \cdot 90 \mu\text{F} \cdot |U_{C,AF,0}^2 - u_{C,AF,min/max}^2| + \dots \quad (6.6)$$

$$\frac{1}{2} \cdot 44 \mu\text{F} \cdot |U_{DC,0}^2 - (U_{DC,0} + \Delta u_{DC})^2|$$

6.3.5.1 Virtuelle Kapazität

Die in (6.6) berechnete Energiedifferenz kann durch Umstellen von (6.7) in eine virtuelle Kapazität umgerechnet werden, die stellvertretend für das Aktivfilter am Zwischenkreis die gleiche Spannungsänderung hervorruft. Abbildung 100 zeigt das Ergebnis in Abhängigkeit der bekannten Lastsprung-Amplituden.

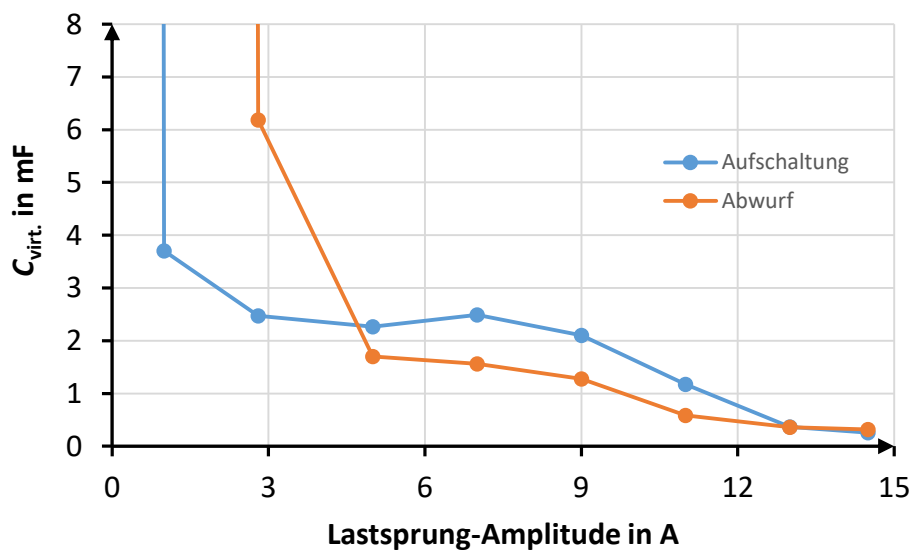


Abbildung 100: Größe der auf die DC-Anschlussklemmen bezogenen virtuellen Kapazität in Abhängigkeit der Lastsprung-Amplitude

$$|\Delta W| = \frac{1}{2} \cdot C_{\text{virt.}} \cdot \left| U_{\text{DC},0}^2 - (U_{\text{DC},0} + \Delta u_{\text{DC}})^2 \right| \quad (6.7)$$

Offensichtlich liegt hier ein ausgeprägtes nichtlineares Bauteilverhalten mit Kapazitätswerten vor, die für kleine Lastsprung-Amplituden gegen Unendlich streben. Am entgegengesetzten Skalende nimmt die virtuelle Kapazität stark ab und nähert sich dem physischen Wert von C_{DC} . Das Verhalten lässt sich auf Zeitkonstanten und Begrenzungseffekte der an der Zwischenkreis-stabilisierung beteiligten Regler zurückführen.

6.3.5.2 Minimale Zwischenkreiskapazität

Wenn, wie in (6.8), das Energiedefizit auf den jeweiligen Leistungssprung bezogen wird, folgt eine Zeit, die als Summentotzeit oder „Blindzeit“ des Systems bezeichnet werden kann. Sie ist in Abbildung 101 dargestellt und liegt über einen weiten Bereich in der Größenordnung der Anregelzeit, welche für die Netzstrom-Regelkreise ermittelt wurde (siehe Kapitel 3.2.2, Seite 36). Zusätzlich ist in der Abbildung – mit einem Faktor zehn skaliert – die Teilzeit $t_{\text{blind,sub}}$ aufgetragen, bei der für $|\Delta W|$ in (6.8) nur der zweite Summand von (6.6) Einzug hält. Diese Zeit wiederum entspricht bis zu einer Lastsprungamplitude von 9 A etwa einem Viertel bis einem Drittel der Anregelzeit für das Aktivfilter (Kapitel 4.5.2, Seite 104).

$$t_{\text{blind,total}} = \frac{|\Delta W|}{U_{\text{DC},0} \cdot \Delta i_{\text{DC,L}}} \quad (6.8)$$

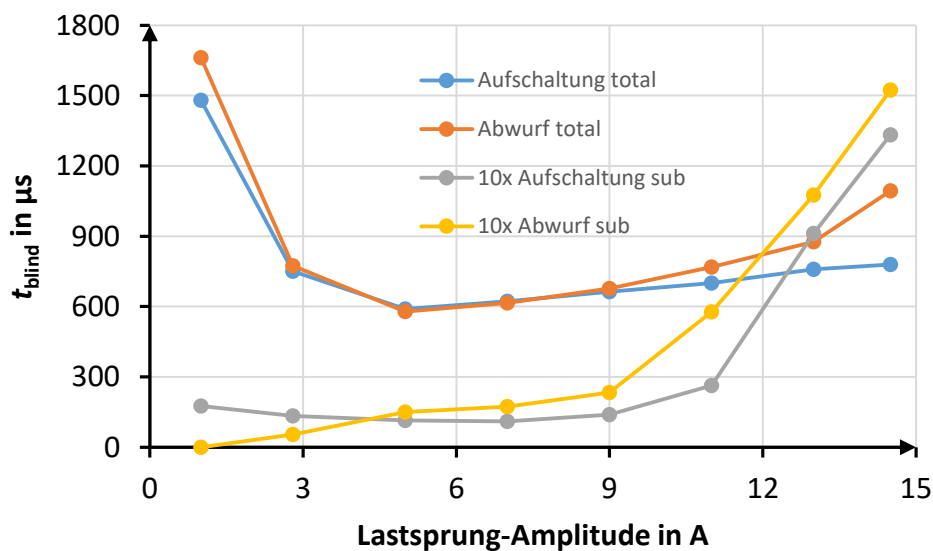


Abbildung 101: Berechnete Tot- oder Blindzeiten für das Gesamtsystem bzw. bei isolierter energetischer Betrachtung des Zwischenkreises

Umgekehrt ist es möglich bei bekannter Anregelzeit T_{An} den zu erwartenden, theoretischen Spannungseinbruch zu berechnen, bzw. für eine Δu_{DC} -Vorgabe die minimale Zwischenkreiskapazität C_{DC} zu bestimmen. Setzt man näherungsweise einen rampenförmigen Verlauf²² der die Zwischenkreisspannung stabilisierenden Regelgröße $i_{C,AF}$ als Antwort auf einen Lastsprung voraus, folgt für $\Delta u_{DC} \ll U_{DC,0}$ der Zusammenhang in (6.9). Er gilt, solange keine Begrenzungen im Regelkreis auftreten.

$$\Delta u_{DC} \cong \frac{\Delta i_{DC,L} \cdot T_{An}}{2 \cdot C_{DC}} \quad (6.9)$$

Die Abschätzung liefert für die implementierte Regelung zu pessimistische Werte, was sich mit der Beobachtung der eigentlich zu kleinen Blindzeit $t_{blind,sub}$ deckt. Sie sollte in etwa der halben Anregelzeit – diese beträgt $42 \mu s$ – entsprechen.

Perspektivisch wäre noch zu untersuchen, ob der Einsatz eines Reglers mit endlicher Einstellzeit („Dead-Beat-Regler“) tatsächlich Vorteile ggü. dem SO-Regler bietet. Für die vorliegende $i_{C,AF}$ -Stromregelstrecke zweiter Ordnung resultiert bei Berücksichtigung einer zusätzlichen Abtastperiode für die Strommessung eine nach (6.10) immerhin mehr als halbierte Anregelzeit.

$$T_{An,Dead-Beat} = \frac{2 + 1}{146,484 \text{ kHz}} \cong 20 \mu s \quad (6.10)$$

6.3.5.3 Benchmark per bezogener Kondensatorentladezeit

Für eine vergleichende Darstellung von Wechselrichtern mit verschiedenen DC-Spannungen und Bemessungsscheinleistungen S_0 hinsichtlich der Größe ihrer Zwischenkreis-Kapazität eignet sich die Angabe einer bezogenen Entladezeit T_C nach (6.11) [32], [70].

$$T_C = \frac{C \cdot U_{DC,0}^2}{2 \cdot S_0} \quad (6.11)$$

Es handelt sich um eine fiktive Zeit, innerhalb der ein anfänglich auf $U_{DC,0}$ geladener Zwischenkreiskondensator bei konstanter Leistungsentnahme in Höhe von S_0 vollständig entladen wird. Für zufällig ausgewählte industrielle Antriebsumrichter, die über einen aktiven, d.h. rückspeisefähigen Gleichrichter mit dem 400 V-Niederspannungsnetz gekoppelt sind, liegt diese Zeit laut [70] zwischen 7 und 21 ms. Die Anwendung weicht zwar von der hier vorliegenden ab,

²² In Abbildung 74 auf Seite 105 lässt sich das ungefähr rampenförmige, geradlinige Annähern von Ist- und Sollwert (Einheitssprung) nachvollziehen. Dies geschieht innerhalb der Anregelzeit.

dennoch eignet sie sich als grobe Orientierung, da ebenfalls zwei Wandler (Netzgleich- und Antriebswechselrichter) für eine minimierte Zwischenkreiskapazität gegeneinander energetisch optimal zu koordinieren sind. Für den untersuchten Wechselrichter ergibt sich unter Berücksichtigung beider an der Zwischenkreisstabilisierung beteiligten Kapazitäten ein Wert nach (6.12), der das o.g. untere Ende um Faktor zwei unterbietet.

$$T_C = \frac{(44 \mu\text{F} + 90 \mu\text{F}) \cdot 760^2 \text{ V}^2}{2 \cdot 11 \text{ kVA}} = 3,5 \text{ ms} \quad (6.12)$$

Trotzdem darf nicht vergessen werden, dass große T_C aus Sicht des AC-Netzes zu bevorzugen sind, da sie bei zunehmender Substitution direktgekoppelter Synchronmaschinen durch leistungselektronisch angebundene Einspeiser als Analogie zur Netzsprungmasse zu sehen sind. Die mechanischen Zeitkonstanten²³ rotierender Generatoren liegen in der Regel um zwei bis drei Größenordnungen über den genannten Werten und tragen einen erheblichen Anteil zur Netzstabilisierung bei [17].

²³ Sie ist definiert als Quotient zwischen der in den rotierenden Massen gespeicherten kinetischen Energie $J \cdot \omega^2/2$ und der Generatorscheinleistung.



7 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit behandelt ein Wechselrichtersystem, das mit erweiterten Fähigkeiten ausgestattet ist und so neben der Speisung von Gleichstromverbrauchern zusätzlich netzdienliche Leistungen im Rahmen einer Unsymmetriekompensation erbringen kann. Der Fokus liegt einerseits darauf, die auftretenden Wechselwirkungen mit dem Niederspannungsnetz zu beschreiben und zu optimieren. Andererseits werden die für praktische Tests realisierte Hardware, deren Auslegungsschritte sowie zugehörige Regelungsprinzipien nachvollziehbar dargelegt.

Durch den Einsatz eines speziellen Filters mit komplexen Koeffizienten lassen sich Mit-, Gegen- und Nullkomponente der Netzspannung am PCC zuverlässig extrahieren, ohne hierbei auf aufwendige oder spezielle Messtechnik zurückgreifen zu müssen. Die dabei erreichte Messauflösung liegt im Bereich von 0,1 V. Bei näherungsweise Kenntnis der Netzimpedanz bzw. -admittanz im jeweiligen Komponentensystem ist auf dieser Basis eine stationär genaue Unsymmetriekompensation möglich, ohne die die Unsymmetrie auslösenden Lastströme explizit erfassen zu müssen. Darüber hinaus ist eine Teilkompensation zur Einhaltung der Wechselrichter-Betriebsgrenzen, welche analytisch beschrieben werden, abbildbar. Mit der Vorstellung eines Verfahrens zur Vermessung der Netzadmittanz durch systemeigene „Bordmittel“ ist der Grundstein zum universellen Einsatz auch bei unbekannten oder sich ändernden Netzeigenschaften gelegt. Eine etwaig vorhandene Vorbelastung des Netzes in Form einer von Null abweichenden Quellspannung im Gegen- oder Nullsystem verfälscht das Messergebnis nicht, solange sie innerhalb der Messsequenz unverändert bleibt. Zudem konnte gezeigt werden, dass die Stabilitätsreserve der Kompensationsregelschleife und somit die Robustheit des Verfahrens ggü. einer Admittanzfehlschätzung relativ groß sind und den allfälligen dynamischen Änderungen durch wechselhafte Netzkonfigurationen genügen sollte.

Der realisierte Vierleiterwechselrichter ist mit einem geteilten Zwischenkreis ausgestattet und stellt damit gleichspannungsseitig ein bipolares 380/760 Volt-Netz bereit. Auf den Zwischenkreismittelpunkt wirkt eine aktive Symmetrierschaltung und am Zwischenkreis greift zusätzlich ein aktives Filter an, das im Stationärbetrieb Pendelleistung bzw. bei sich sprungförmig ändernden Lastsituationen Momentanreserve bereithält. Mit diesen Maßnahmen kann der Bauraum zugehöriger kapazitiver Bauelemente auf 53 % bzw. der Kapazitätswert mit insgesamt 134 μF auf 12 % bzgl. einer klassischen Ausführungsform mit 2 % Ripple gesenkt werden. Statt Elektrolytkondensatoren kommen ausnahmslos Folienkondensatoren zum Einsatz, was sich in einer vergleichsweise höheren prognostizierten Zuverlässigkeit niederschlägt, im Rahmen dieser Arbeit aber nicht näher thematisiert wird.

Bei der Auslegung der unterlagerten Regelkreise erfolgt zunächst eine isolierte Betrachtung unter Annahme einer konstanten Zwischenkreisspannung. Im Zuge des Zwischenkreis-Spannungsreglers wird dann zu einer verkoppelten Darstellung übergegangen, für die unter Anwendung des generalisierten Mittelwertansatzes im Zustandsraum eine Kleinsignal-MIMO-Systemrepräsentation erarbeitet wird. Sie kann ebenfalls zur weiterführenden Untersuchung bzw. Optimierung herangezogen werden.

Zur experimentellen Untersuchung und Validierung der Unsymmetriekompensation dient ein Versuchsnetz, das durch Einbringen eines zusätzlichen Trafos mit einer Bemessungsleistung von 13 kVA über eine verhältnismäßig kleine Kurzschlussleistung verfügt. Durch den Anschluss unsymmetrischer passiver Lasten können hier gezielt Spannungsunsymmetrien in nennenswerter Höhe provoziert und anschließend kompensiert werden. Die dabei aufgenommenen Ergebnisse decken sich weitestgehend mit den theoretischen Erwartungen, sodass die Voraussetzung zur Anwendung der symm. Komponenten (Struktursymmetrie oder Versymmetrierung) auch für schwache Netzausläufer im Niederspannungsnetz gegeben sind.

Für eine Bewertung des transienten Systemverhaltens erfolgt die Vorgabe von Lastsprüngen auf der DC-Seite, da sie für Wechselrichter mit kleinem Zwischenkreis die größte Belastung darstellen. Es ist zu beobachten, dass der Einbruch (Lastaufschaltung) bzw. Anstieg (Lastabwurf) mit zunehmender Lastsprungamplitude durch einsetzende Stellgrößen- und Strombegrenzungen progressiv erfolgt, jedoch nie einen Anteil von 7 % der Zwischenkreis-Nominalspannung überschreitet. Maßgeblich für das Ausmaß der kurzzeitigen Spannungsabweichung ist die Anregelzeit des Stromregelkreises vom Aktivfilter. Zum Gesamtenergiedefizit tragen zusätzlich dessen Ruhespannungsregler sowie die Dynamik vom Netzstromregler bei.

Als weiterführende Arbeit bieten sich im Zusammenhang mit dem Kondensatorstromregler des aktiven Filters Untersuchungen zu einem Regler mit endlicher Einstellzeit an, der den zum Einsatz kommenden linearen Regler ersetzt. Potentiell lässt sich dadurch die zu erwartende Abweichung in der Zwischenkreisspannung bei Lastsprüngen weiter reduzieren.

In der vorliegenden Arbeit wird grundsätzlich die Möglichkeit einer Teilkompensation aufgezeigt, ohne eine Gesamtstrategie zu präsentieren, welche die Prioritäten der einzelnen Teilaufgaben (Versorgung DC-Last vs. Kompensation) zu berücksichtigen hat. Erste Denkanstöße dazu liefert eine Veröffentlichung des Autors [49]. In dem Zusammenhang muss ebenfalls eine Lösung gefunden werden, wie bei größeren Teilnetzen die Aufteilung der Kompensationsleistung koordiniert auf mehrere Wechselrichter erfolgen kann. Vielversprechende, auf Statiken basierende Ansätze, sind in [87] und [88] zu finden.

Literaturverzeichnis

- [1] "Lastenheft für FNN-Studie zum Thema Unsymmetrie," 2019.
- [2] S. Jadidi, H. Badihi, and Y. Zhang, "A Review on Operation, Control and Protection of Smart Microgrids," *IEEE 2nd Int. Conf. Renew. Energy Power Eng.*, pp. 100–104, 2020.
- [3] Y. Han *et al.*, "Non-isolated three-port DC/DC converter for $\pm 380\text{V}$ DC microgrids," *PCIM Eur.*, pp. 10–12, 2016.
- [4] M. Bodach, "Energiespeicher im Niederspannungsnetz zur Integration dezentraler, fluktuierender Energiequellen," Dissertation TU Chemnitz, 2006.
- [5] O. Lang, "Spannungsqualität - ein Durchblick. Wissenswertes zum Thema Power Quality erläutert anhand der Norm EN 50160," *Device GmbH*, 2009.
- [6] *VDE-AR-N 4100: Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Niederspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Niederspannung)*. 2019.
- [7] M. Kurrat, "Dezentrale Energiesysteme, Abschlussbericht," *Forschungsverbund Energ. Niedersachsen*, 2012.
- [8] T. K. Schuster, "Auswirkungen der unsymmetrischen Belastung im Niederspannungsnetz für dezentrale Einspeiser," *Wiener Netze*.
- [9] B. R. Oswald, *Berechnung von Drehstromnetzen*, 1. Auflage. Wiesbaden: Vieweg und Teubner, 2009.
- [10] R. Marenbach, D. Nelles, and C. Tuttas, *Elektrische Energietechnik - Grundlagen, Energieversorgung, Antriebe und Leistungselektronik*, 2. Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg Verlag, 2013.
- [11] Y. J. Wang, "Analysis of effects of three-phase voltage unbalance on induction motors with emphasis on the angle of the complex voltage unbalance factor," *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Transm. Distrib. Conf.*, vol. 2, no. 3, 2002.
- [12] F. Küchler, "Untersuchung und Beschreibung von Netzunsymmetrien im Niederspannungsnetz und deren Auswirkungen auf elektrische Betriebsmittel," Bachelor-Thesis TU Darmstadt, 2014.
- [13] H. Renner, *Spannungsqualität und Versorgungssicherheit*. Vorlesungsunterlagen TU Graz, 2007.

-
- [14] P. Pillay and M. Manyage, "Definitions of Voltage Unbalance," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 21, no. 5, pp. 50–51, 2001.
- [15] T. E. Seiphetlho and A. P. J. Rens, "On the assessment of voltage unbalance," *ICHQP - 14th Int. Conf. Harmon. Qual. Power*, 2010.
- [16] G. Herold, *Koordinatentransformationen für Dreiphasensysteme und Grundlagen ihrer Anwendung*. Eigenverlag, 2017.
- [17] A. J. Schwab, *Elektroenergiesysteme*. Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2015.
- [18] P. Pillay, P. Hofmann, and M. Manyage, "Derating of Induction Motors Operating with a Combination of Unbalanced Voltages and Over- or Under-Voltages," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 22, no. 7, 2002.
- [19] L. Guasch-Pesquer, L. Youb, F. González-Molina, and E. R. Zeppa-Durigutti, "Effects of Voltage Unbalance on Torque and Current of the Induction Motors," *Proc. Int. Conf. Optim. Electr. Electron. Equipment, OPTIM*, pp. 647–652, 2012.
- [20] P. N. Enjeti and S. A. Choudhury, "A New Control Strategy to Improve the Performance of a PWM AC to DC Converter under Unbalanced Operating Conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 493–500, 1993.
- [21] C. Ren, X. Han, L. Wang, Y. Yang, W. Qin, and P. Wang, "High-Performance Three-phase PWM Converter with a Reduced DC-Link Capacitor under Unbalanced AC Voltage Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 2, pp. 1041–1050, 2017.
- [22] J. G. Hwang, P. W. Lehn, and M. Winkelnkemper, "A Generalized Class of Stationary Frame Current Controllers for Grid-Connected ACDC Converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2742–2751, 2010.
- [23] M. Reyes, P. Rodriguez, S. Vazquez, A. Luna, J. M. Carrasco, and R. Teodorescu, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame current controller for unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE*, vol. 27, no. 9, pp. 4676–4682, 2012.
- [24] A. Junyent-Ferré, O. Gomis-Bellmunt, T. C. Green, and D. E. Soto-Sanchez, "Current Control Reference Calculation Issues for the Operation of Renewable Source Grid Interface VSCs under Unbalanced Voltage Sags," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3744–3753, 2011.

-
- [25] L. Morán, P. D. Ziogas, and G. Joos, "Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier-Inverter Systems under Unbalanced Input Voltage Conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1286–1293, 1992.
- [26] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. West Sussex: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [27] P. Rodriguez, A. V. Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems during Grid Faults," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2583–2592, 2007.
- [28] V. Crastan, *Elektrische Energieversorgung 1 - Netzelemente, Modellierung, stationäres Verhalten, Bemessung, Schalt- und Schutztechnik*, 4. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2015.
- [29] M. Bendrat, "Analyse der Spannungsqualität in Verteilnetzen auf der Niederspannungsebene sowie Realisierung geeigneter Kompensationsmaßnahmen," Dissertation Fernuniversität Hagen, 2010.
- [30] N. Neusel-Lange, "Dezentrale Zustandsüberwachung für intelligente Niederspannungsnetze," Dissertation Bergische Universität Wuppertal, 2013.
- [31] W. H. Kersting and W. H. Phillips, "Distribution Feeder Line Models," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 4, 1995.
- [32] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2017.
- [33] S. Y. Mousazadeh Mousavi, A. Jalilian, and M. Savaghebi, "Voltage Unbalance Compensation by a Grid Connected Inverter using Virtual Impedance and Admittance Control Loops," *9th Annu. Int. Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. PEDSTC*, pp. 174–179, 2018.
- [34] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [35] R. Maheshwari, I. Trintis, L. Török, S. Munk-Nielsen, P. J. Douglass, and L. Bede, "A Novel High Bandwidth Current Control Strategy for SiC MOSFET Based Active Front-End Rectifiers Under Unbalanced Input Voltage Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 8310–8320, 2017.

-
- [36] Q. C. Zhong and T. Hornik, *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. West Sussex: John Wiley & Sons, Ltd, 2013.
- [37] Y. Liu, S. Jiang, H. Wang, G. Wang, J. Peng, and Y. Liu, "LCL filter design with the inductor nonlinear behavior consideration in the three phase grid-connected inverter," *IEEE Int. Magn. Conf. INTERMAG*, no. 2, pp. 1–5, 2018.
- [38] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters*. Piscataway: IEEE Press, 2003.
- [39] *DIN EN 61000: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) Teil 3-2: Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte bis 16 A)*. 2014.
- [40] T. C. Y. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, pp. 779–784, 2003.
- [41] S. Shah, "Step-by-step Design of an LCL Filter for Three-phase Grid Interactive Converter," *IEEE PELS*, 2015.
- [42] *IEC 61727: Photovoltaic (PV) Systems: Characteristics of the utility interface*. 2004.
- [43] E. Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 888–895, 2003.
- [44] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2015.
- [45] M. Hauck, "Bildung eines dreiphasigen Inselnetzes durch unabhängige Wechselrichter im Parallelbetrieb," Dissertation Universität Karlsruhe, 2002.
- [46] J. Schlabbach and F. Fischer, *Netzanschluss von EEG-Anlagen*. Berlin, Offenbach: VDE Verlag GmbH, 2016.
- [47] *DIN EN 50160: Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*. 2010.
- [48] X. Guo, W. Wu, and Z. Chen, "Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1194–1204, 2011.

-
- [49] M. Holbein and G. Griepentrog, "Slim DC-Link Three-Phase Converter with Full Symmetrical Sequence Current Capability for Voltage Rebalancing in Weak LV Networks," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 4776–4783, 2018.
- [50] K. Heuck, K.-D. Dettmann, and D. Schulz, *Elektrische Energieversorgung - Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie für Studium und Praxis*, 9. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg Verlag, 2013.
- [51] J. Hanson, *Elektrische Energieversorgung I. Vorlesungsunterlagen TU Darmstadt*, 2013.
- [52] R. C. Jaeger and T. N. Blalock, *Microelectronic Circuit Design*, Third Edit. New York: McGraw-Hill, 2008.
- [53] VDE-AR-N 4105: *Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*. 2018.
- [54] C. A. Quinn and N. Mohan, "Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase, Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Non-Linear Loads," *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 1992.
- [55] P. Verdelho and G. Marques, "Four-Wire Current-Regulated PWM Voltage Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 761–770, 1998.
- [56] A. Bendre, G. Venkataramanan, D. Rosene, and V. Srinivasan, "Modeling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 718–726, 2006.
- [57] J. Salaet, A. Gilabert, J. Bordonau, S. Alepuz, A. Cano, and L. Gimeno, "Nonlinear control of neutral point in three-level single-phase converter by means of switching redundant states," *Electron. Lett.*, vol. 42, pp. 1–2, 2006.
- [58] R. Zhang *et al.*, "A Three-phase Inverter with A Neutral Leg with Space Vector Modulation," *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, vol. 2, no. 1, pp. 857–863, 1997.
- [59] S. El-Barbari, "Steuerung und Regelung eines Vierphasenwechselrichters an Photovoltaik-Inselnetzanlagen," Dissertation TU Chemnitz, 2005.
- [60] A. J. Schwab and W. Kürner, *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Heidelberg: Springer Verlag, 2011.
- [61] G. Griepentrog, *Leistungselektronik I. Vorlesungsunterlagen TU Darmstadt*, 2019.

-
- [62] H. S. Chung, H. Wang, F. Blaabjerg, and M. Pecht, *Reliability of Power Electronic Converter Systems*. London: The Institution of Engineering and Technology, 2015.
- [63] M. März, A. Schletz, B. Eckardt, S. Egelkraut, and H. Rauh, "Power electronics system integration for electric and hybrid vehicles," *6th Int. Conf. Integr. Power Electron. Syst. CIPS*, pp. 16–18, 2010.
- [64] R. Gallay, "Metallized film capacitor lifetime evaluation and failure mode analysis," *Cern Accel. Sch. Power Convert. CAS Proc.*, pp. 45–56, 2014.
- [65] H. Wang, "Capacitors in Power Electronics Applications – Reliability and Circuit Design," *IECON*, pp. 1–82, 2016.
- [66] X. Wang, R. Tallam, A. Shrivastava, and G. Morris, "Reliability test setup for liquid aluminum electrolytic capacitor testing," *Proc. - Annu. Reliab. Maintainab. Symp.*, 2019.
- [67] H. Wang, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 7, no. 2, pp. 17–26, 2013.
- [68] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An industry-based survey of reliability in power electronic converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, 2011.
- [69] J. W. Kolar *et al.*, "PWM Converter Power Density Barriers," 2007.
- [70] H. Lamsahel, "Steuerung und Regelung von Zwischenkreisspannungs-Umrichtern mit sehr kleinem Energiespeicher für ein- und dreiphasige Netzanschlüsse," Dissertation TU Darmstadt, 2008.
- [71] M. Meyer, *Signalverarbeitung - Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*, 8. Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg Verlag, 2017.
- [72] M. Vasiladiotis and A. Rufer, "Dynamic analysis and state feedback voltage control of single-phase active rectifiers with DC-link resonant filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5620–5633, 2014.
- [73] J. C. Das, "Passive Filters - Potentialities and Limitations," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 1, pp. 232–241, 2004.
- [74] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, "A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, 2013.

-
- [75] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [76] D. Neumayr, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Ultra-compact Power Pulsation Buffer for single-phase DC/AC converter systems," *IEEE 8th Int. Power Electron. Motion Control Conf. IPEMC-ECCE Asia*, pp. 2732–2741, 2016.
- [77] Wolfspeed, *Datenblatt Silizium Carbid Leistungstransistor C2M0080120D, 1200 V, 36 A*. 2018.
- [78] TDK/Epcos, *Datenblattserie Ferritkerne in ETD Form*. 2018.
- [79] J. Mühlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Core losses under the DC bias condition based on steinmetz parameters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 953–963, 2012.
- [80] S. Yue, Y. Li, Q. Yang, X. Yu, and C. Zhang, "Comparative Analysis of Core Loss Calculation Methods for Magnetic Materials under Nonsinusoidal Excitations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no. 11, pp. 1–5, 2018.
- [81] TDK/Epcos, *Datenblatt SIFERRIT Ferritmaterial N87*. 2017.
- [82] S. Bacha, L. Munteanu, and A. L. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control*. London: Springer Verlag, 2014.
- [83] S. R. Rimmalapudi, S. S. Williamson, A. Nasiri, and A. Emadi, "Validation of generalized state space averaging method for modelling and simulation of power electronic converters for renewable energy systems," *J. Electr. Eng. Technol.*, pp. 231–240, 2007.
- [84] A. Bodrov, Y. Nael, R. Todd, and J. Apsley, "Equivalence of generalized state-space averaging with DQ modelling methods in a balanced three-phase system," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE*, pp. 5519–5524, 2015.
- [85] J. Lunze, *Regelungstechnik 2 - Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*, 8. Auflage. Heidelberg: Springer Vieweg Verlag, 2014.
- [86] Siemens, *Systemhandbuch Multifunktionsmessgerät SENTRON PAC4200*. 2010.
- [87] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Autonomous voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1390–1402, 2013.

-
- [88] P. T. Cheng, C. A. Chen, T. L. Lee, and S. Y. Kuo, "A cooperative imbalance compensation method for distributed-generation interface converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 2, pp. 805–815, 2009.

Anhang

A Stromregelung in rotierenden Koordinaten

In Abbildung 102 ist eine Netzstromregelung in rotierenden Koordinaten nach dem DDSRF-Verfahren dargestellt. Die Matrizen $[T_{dq+}]$ und $[T_{dq-}]$ stellen Koordinatentransformation zwischen dem feststehenden $\alpha\beta$ und dem rotierenden dq -Bezugssystem dar, wobei letzteres in ein Mit- und ein Gegensystem aufgeteilt ist. Bei der Transformation entstehen Querkopplungen sowohl zwischen den d- und q-Komponenten, als auch zwischen dem Mit- und Gegensystem, die durch die dargestellten Querverbindungen aufgehoben werden müssen.

Insgesamt sind sechs Koordinatentransformationen mit jeweils vier tendenziell rechenintensiven trigonometrischen Operationen erforderlich, auf die bei der Implementierung in festen Koordinaten komplett verzichtet werden kann. In [26] zeigt ein direkter Vergleich zwischen den beiden Implementierungsarten keinen nennenswerten Unterschied bzgl. des zu erwartenden Führungsverhaltens bei Sprüngen in den Stromsollwerten. Somit steht dem Mehraufwand zumindest kein offensichtlicher Vorteil gegenüber. Bei Berücksichtigung eines Nullsystems muss bei der Implementierung in Abbildung 102 ein eigener Regelpfad hinzugefügt werden. Auch darauf kann bei konsequenter Darstellung in $\alpha\beta 0$ -Komponenten verzichtet werden.

Die höhere Komplexität setzt sich ebenfalls bei der der Stromregelschleife angrenzenden Phasenregelschleife fort, wenn diese in rotierenden Koordinaten implementiert wird. Bei Netzspannungs-Unsymmetrien muss sie eine Trennung zwischen Mit- und Gegensystem vornehmen, wofür eine weitere DDSRF-Struktur notwendig wird.

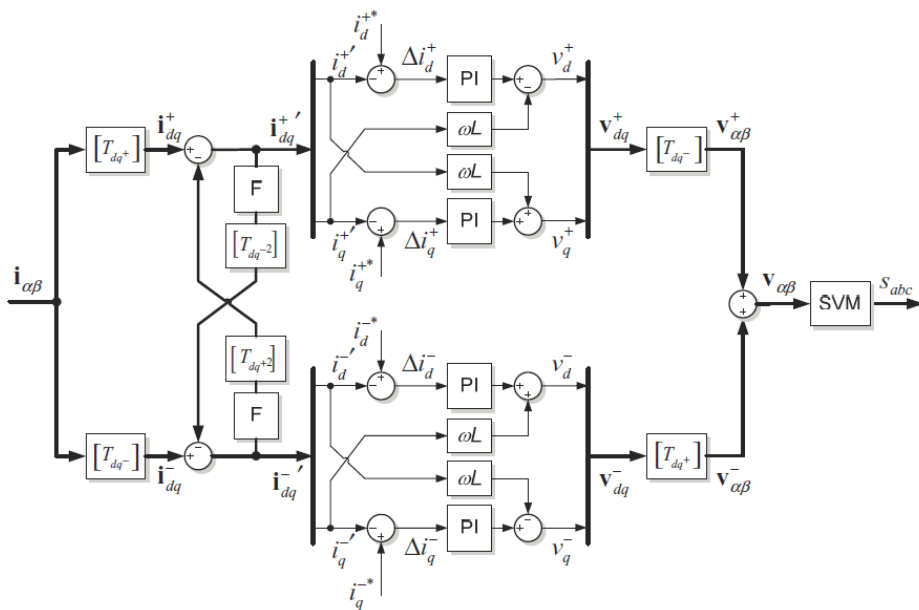


Abbildung 102: Stromregelung für Mit- und Gegensystem in rotierenden Koordinaten nach dem DDSRF-Verfahren (Decoupled Double Synchronous Reference Frame) [26]

B Strecken-Zustandsgleichungen nach GSSA-Methode

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\langle i_{WR,x} \rangle_0 &= \frac{1}{L_1} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_x \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_x \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_x \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-1} \dots \\ -1/2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + 1/2 \cdot \langle \Delta u_{DC} \rangle_0 \dots \\ -\langle u_{Cf,x} \rangle_0 - R_{L1} \cdot \langle i_{WR,x} \rangle_0 \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt}\langle i_{WR,x} \rangle_1 &= \frac{1}{L_1} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_x \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_x \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_x \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 \dots \\ -1/2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + 1/2 \cdot \langle \Delta u_{DC} \rangle_1 \dots \\ -\langle u_{Cf,x} \rangle_1 - R_{L1} \cdot \langle i_{WR,x} \rangle_1 \end{bmatrix} - j\omega \cdot \langle i_{WR,x} \rangle_1\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\langle i_{Netz,x} \rangle_0 &= \frac{1}{L_2} \cdot [\langle u_{Cf,x} \rangle_0 - \langle u_{Netz,x} \rangle_0 - R_{L2} \cdot \langle i_{Netz,x} \rangle_0] \\ \frac{d}{dt}\langle i_{Netz,x} \rangle_1 &= \frac{1}{L_2} \cdot [\langle u_{Cf,x} \rangle_1 - \langle u_{Netz,x} \rangle_1 - R_{L2} \cdot \langle i_{Netz,x} \rangle_1] - j\omega \cdot \langle i_{Netz,x} \rangle_1\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\langle u_{Cf,x} \rangle_0 &= \frac{1}{C_f} \cdot [\langle i_{WR,x} \rangle_0 - \langle i_{Netz,x} \rangle_0] \\ \frac{d}{dt}\langle u_{Cf,x} \rangle_1 &= \frac{1}{C_f} \cdot [\langle i_{WR,x} \rangle_1 - \langle i_{Netz,x} \rangle_1] - j\omega \cdot \langle u_{Cf,x} \rangle_1\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\langle i_{L,AS} \rangle_0 &= \frac{1}{L_{AS}} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_4 \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_4 \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_4 \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-1} \dots \\ -1/2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + 1/2 \cdot \langle \Delta u_{DC} \rangle_0 \dots \\ -R_{L,AS} \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_0 \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt}\langle i_{L,AS} \rangle_1 &= \frac{1}{L_{AS}} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_4 \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_4 \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_4 \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 \dots \\ -1/2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + 1/2 \cdot \langle \Delta u_{DC} \rangle_1 \dots \\ -R_{L,AS} \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_1 \end{bmatrix} - j\omega \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_1\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\langle i_{C,AF} \rangle_0 &= \frac{1}{L_{AF}} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_5 \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-1} \dots \\ + \langle s_5 \rangle_{-2} \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 + \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-2} \dots \\ -\langle u_{C,AF} \rangle_0 - R_{L,AF} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_0 \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt}\langle i_{C,AF} \rangle_1 &= \frac{1}{L_{AF}} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_5 \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-1} \dots \\ + \langle s_5 \rangle_{-1} \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 + \langle s_5 \rangle_3 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-2} \dots \\ -\langle u_{C,AF} \rangle_1 - R_{L,AF} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_1 \end{bmatrix} - j\omega \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_1 \\ \frac{d}{dt}\langle i_{C,AF} \rangle_2 &= \frac{1}{L_{AF}} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_3 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-1} \dots \\ + \langle s_5 \rangle_0 \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 + \langle s_5 \rangle_4 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-2} \dots \\ -\langle u_{C,AF} \rangle_2 - R_{L,AF} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_2 \end{bmatrix} - j2\omega \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_2 \\ \frac{d}{dt}\langle i_{C,AF} \rangle_3 &= \frac{1}{L_{AF}} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_5 \rangle_3 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_4 \cdot \langle u_{DC} \rangle_{-1} \dots \\ + \langle s_5 \rangle_1 \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 \dots \\ -\langle u_{C,AF} \rangle_3 - R_{L,AF} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_3 \end{bmatrix} - j3\omega \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_3 \\ \frac{d}{dt}\langle i_{C,AF} \rangle_4 &= \frac{1}{L_{AF}} \cdot \begin{bmatrix} \langle s_5 \rangle_4 \cdot \langle u_{DC} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_3 \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 \dots \\ -\langle u_{C,AF} \rangle_4 - R_{L,AF} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_4 \end{bmatrix} - j4\omega \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_4\end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \langle u_{C,AF} \rangle_0 = \frac{1}{C_{AF}} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_0$$

$$\frac{d}{dt} \langle u_{C,AF} \rangle_1 = \frac{1}{C_{AF}} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_1 - j\omega \cdot \langle u_{C,AF} \rangle_1$$

$$\frac{d}{dt} \langle u_{C,AF} \rangle_2 = \frac{1}{C_{AF}} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_2 - j2\omega \cdot \langle u_{C,AF} \rangle_2$$

$$\frac{d}{dt} \langle u_{C,AF} \rangle_3 = \frac{1}{C_{AF}} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_3 - j3\omega \cdot \langle u_{C,AF} \rangle_3$$

$$\frac{d}{dt} \langle u_{C,AF} \rangle_4 = \frac{1}{C_{AF}} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_4 - j4\omega \cdot \langle u_{C,AF} \rangle_4$$

$$\frac{d}{dt} \langle \Delta u_{DC} \rangle_0 = -\frac{1}{C_{DC}} \cdot [\langle i_{WR,1} \rangle_0 + \langle i_{WR,2} \rangle_0 + \langle i_{WR,3} \rangle_0 + \langle i_{L,AS} \rangle_0]$$

$$\frac{d}{dt} \langle \Delta u_{DC} \rangle_1 = -\frac{1}{C_{DC}} \cdot [\langle i_{WR,1} \rangle_1 + \langle i_{WR,2} \rangle_1 + \langle i_{WR,3} \rangle_1 + \langle i_{L,AS} \rangle_1] - j\omega \cdot \langle \Delta u_{DC} \rangle_1$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle u_{DC} \rangle_0 &= -\frac{2}{C_{DC}} \cdot \left[\begin{aligned} &\langle s_1 \rangle_0 \cdot \langle i_{WR,1} \rangle_0 + \langle s_1 \rangle_{-1} \cdot \langle i_{WR,1} \rangle_1 + \langle s_1 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,1} \rangle_{-1} \dots \\ &+ \langle s_2 \rangle_0 \cdot \langle i_{WR,2} \rangle_0 + \langle s_2 \rangle_{-1} \cdot \langle i_{WR,2} \rangle_1 + \langle s_2 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,2} \rangle_{-1} \dots \\ &+ \langle s_3 \rangle_0 \cdot \langle i_{WR,3} \rangle_0 + \langle s_3 \rangle_{-1} \cdot \langle i_{WR,3} \rangle_1 + \langle s_3 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,3} \rangle_{-1} \dots \\ &\quad - 1/2 \cdot (\langle i_{WR,1} \rangle_0 + \langle i_{WR,2} \rangle_0 + \langle i_{WR,3} \rangle_0) \dots \\ &+ \langle s_4 \rangle_0 \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_0 + \langle s_4 \rangle_{-1} \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_1 + \langle s_4 \rangle_1 \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_{-1} \dots \\ &\quad - 1/2 \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_0 \dots \\ &+ \langle s_5 \rangle_0 \cdot \langle i_{L,AF} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_{-1} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_1 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-1} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-2} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_2 + \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-2} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-3} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_3 + \langle s_5 \rangle_3 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-3} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-4} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_4 + \langle s_5 \rangle_4 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-4} \dots \\ &\quad + \langle i_{DC,L} \rangle_0 \end{aligned} \right] \\ \\ \frac{d}{dt} \langle u_{DC} \rangle_1 &= -\frac{2}{C_{DC}} \cdot \left[\begin{aligned} &\langle s_1 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,1} \rangle_0 + \langle s_1 \rangle_0 \cdot \langle i_{WR,1} \rangle_1 \dots \\ &+ \langle s_2 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,2} \rangle_0 + \langle s_2 \rangle_0 \cdot \langle i_{WR,2} \rangle_1 \dots \\ &+ \langle s_3 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,3} \rangle_0 + \langle s_3 \rangle_0 \cdot \langle i_{WR,3} \rangle_1 \dots \\ &\quad - 1/2 \cdot (\langle i_{WR,1} \rangle_1 + \langle i_{WR,2} \rangle_1 + \langle i_{WR,3} \rangle_1) \dots \\ &+ \langle s_4 \rangle_1 \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_0 + \langle s_4 \rangle_0 \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_1 \dots \\ &\quad - 1/2 \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_1 \dots \\ &+ \langle s_5 \rangle_1 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_0 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-1} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-1} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_2 + \langle s_5 \rangle_3 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-2} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-2} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_3 + \langle s_5 \rangle_4 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-3} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-3} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_4 \dots \\ &\quad + \langle i_{DC,L} \rangle_1 \end{aligned} \right] - j\omega \cdot \langle u_{DC} \rangle_1 \\ \\ \frac{d}{dt} \langle u_{DC} \rangle_2 &= -\frac{2}{C_{DC}} \cdot \left[\begin{aligned} &\langle s_1 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,1} \rangle_1 + \langle s_2 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,2} \rangle_1 + \langle s_3 \rangle_1 \cdot \langle i_{WR,3} \rangle_1 \dots \\ &\quad + \langle s_4 \rangle_1 \cdot \langle i_{L,AS} \rangle_1 \\ &+ \langle s_5 \rangle_2 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_0 + \langle s_5 \rangle_1 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_1 + \langle s_5 \rangle_3 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-1} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_0 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_2 + \langle s_5 \rangle_4 \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_{-2} \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-1} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_3 \dots \\ &\quad + \langle s_5 \rangle_{-2} \cdot \langle i_{C,AF} \rangle_4 \dots \\ &\quad + \langle i_{DC,L} \rangle_2 \end{aligned} \right] - j2\omega \cdot \langle u_{DC} \rangle_2 \end{aligned}$$

Anmerkung: Grün hinterlegte Summanden löschen sich bei Betrachtung ihrer stationären Arbeitspunkte gegenseitig aus. Rote tauchen im Normalfall nicht auf.

C Strecke des nichtlinearen Großsignalmodells

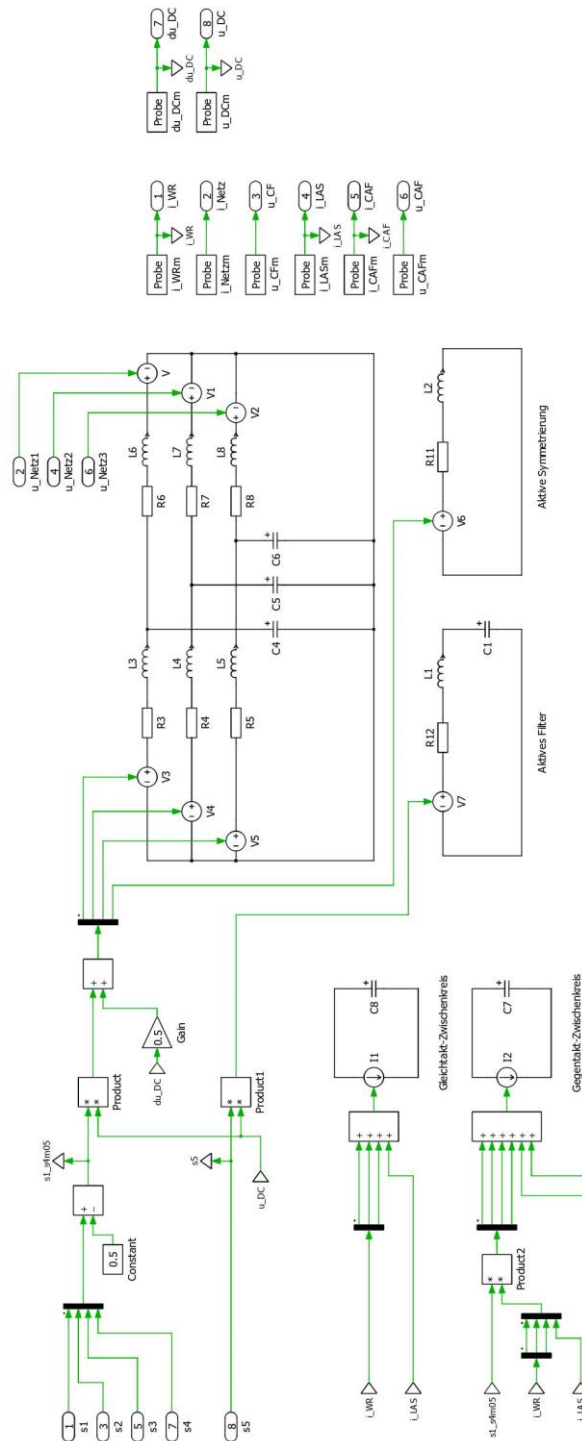


Abbildung 103: Nichtlineares, nichtgeschaltetes Großsignalmodell mit gekoppelten Quellen in plexim-PLECS

Anmerkung: Alle Teilsysteme sind untereinander durch die an ihnen angreifenden Strom- oder Spannungsquellen verkoppelt. Über der Kapazität $C7$ wird die Gegentaktspannung u_{DC} und über $C8$ die Gleichtaktspannung du_{DC} abgegriffen.

D Anschlussschemata Versuchstrafo

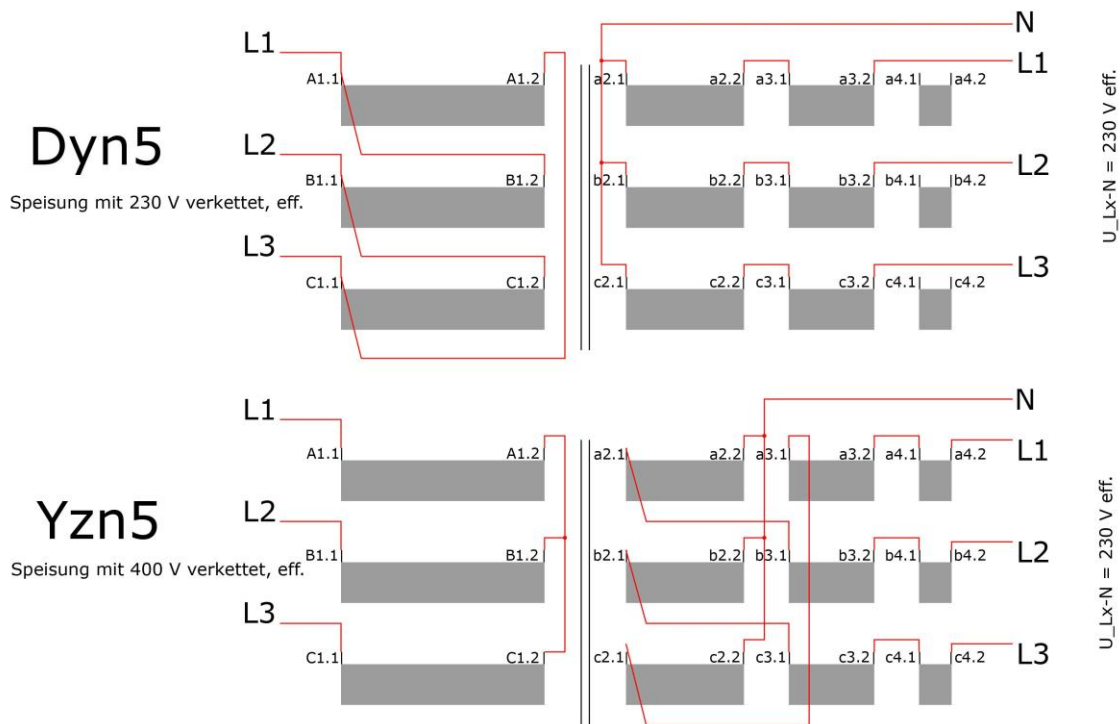


Abbildung 104: Anschlussschemata und Klemmenbezeichnungen 13 kVA Versuchstrafo

Anmerkung: Die Klemmenbezeichnungen, z.B. „A1.1“ entsprechen denen des realen Trafos.

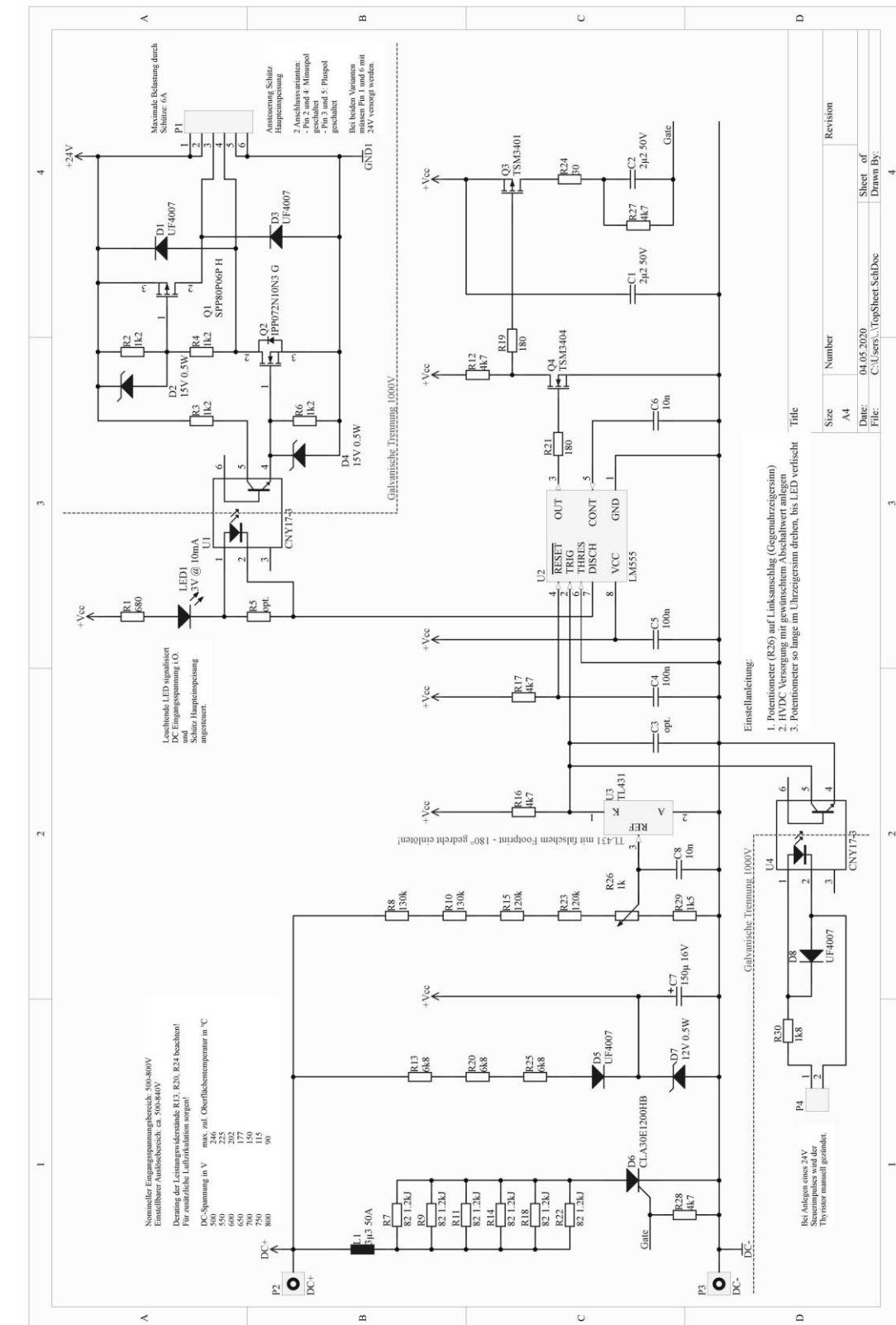


Abbildung 105: Schaltplan der autark aus dem Zwischenkreis versorgten Überspannungsschutzschaltung mit präzise einstellbarer Ansprechschwelle

Anmerkungen: Über das Spindelpotentiometer **R26** lässt sich die Ansprechschwelle einstellen. Bei Erreichen der Schwelle wird Thyristor **D6** gezündet, der den an **DC+** und **DC-** angeschlossenen Zwischenkreis über sechs parallel geschaltete Impulswiderstände entlädt. Zeitgleich wird die Stromversorgung des Wechselrichter-Hauptschützes unterbrochen. Die Widerstände sind bzgl. ihres Energieaufnahmevermögens so bemessen, dass sie die Energie der Zwischenkreiskapazität und die vom AC-Netz über die Freilaufdioden der Wechselrichterbrücke gelieferte Kurzschlussleistung aufnehmen können. Letztere bildet zusammen mit der Schaltverzugszeit der Schützkontakte (zuzüglich Lichtbogenzeit) die vom AC-Netz bezogene Kurzschlussenergie. Drossel **L1** begrenzt die Stromanstiegsgeschwindigkeit auf für den Thyristor zulässige Werte.

Lebenslauf

Markus Holbein

geboren am 23. April 1987

in Leinefelde



Werdegang

12.2013 – 05.2019	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet <i>Leistungselektronik und Antriebsregelung</i> , Technische Universität Darmstadt (TUD)
10.2007 – 10.2013	Bachelor- und Masterstudium <i>Elektro- und Informationstechnik</i> (TUD) mit Schwerpunkt <i>Elektrische Energietechnik</i>
10.2012 – 03.2013	Industriepraktikum bei der Porsche Engineering Services GmbH
09.2011 – 01.2012	Auslandssemester an der Technischen Hochschule Chalmers (Göteborg, Schweden)
08.2006 – 04.2007	Zivildienst in der Werkstatt für behinderte Menschen der Lebenshilfe Goslar
06.2006	Abitur am Gymnasium Salzgitter-Bad

Liste der Veröffentlichungen

F. Bennewitz, **M. Holbein**, A.Saciak, J. Hanson, G. Griepentrog, E. Kurscheid, S. Michelsen, Investigation of Load-Flow Control within a Power Electronics Enhanced Transmission System, *54th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, September 2019

M. Holbein, G. Griepentrog, DC Short-Circuit Analysis of Three-Phase Active Infeed Converters with a Power Decoupling Circuit for LVDC-Grids, *2018 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Oktober 2018

M. Holbein, G. Griepentrog, Slim DC-Link Three-Phase Converter with Full Symmetrical Sequence Current Capability for Voltage Rebalancing in Weak LV Networks, *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, September 2018

M. Holbein, G. Griepentrog, DC-link Voltage Control for a Three-Phase Active Infeed Converter with Power Decoupling Circuit, *2018 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA)*, Juni 2018



Erklärungen laut Promotionsordnung

§8 Abs. 1 lit. c PromO

Ich versichere hiermit, dass die elektronische Version meiner Dissertation mit der schriftlichen Version übereinstimmt.

§8 Abs. 1 lit. d PromO

Ich versichere hiermit, dass zu einem vorherigen Zeitpunkt noch keine Promotion versucht wurde. In diesem Fall sind nähere Angaben über Zeitpunkt, Hochschule, Dissertationsthema und Ergebnis dieses Versuchs mitzuteilen.

§9 Abs. 1 PromO

Ich versichere hiermit, dass die vorliegende Dissertation selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Quellen verfasst wurde.

§9 Abs. 2 PromO

Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Darmstadt, den 16. Juni 2020

(Markus Holbein)